1933 e 1934

All'Uff. 11-12

Anno 12° - N. 1. Gennaio-Febbraio 1933 - A. XI.

**ISPETTORATO DEL GENIO**

**DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO**

1/2 tela 1 grafia

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## SOMMARIO:


G. GUASCO — Utilizzazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro nella trasmissione della parola a distanza *(continua)*.

G. VANNI — La registrazione ottica dei suoni e dei segnali radioelettrici.

H. STRAUBEL — Stabilizzatori a cristallo ad azione diretta per onde ultracorte. (Traduzione dell'ing. U. TIBERIO).

— — Tabella di ripartizione delle bande di frequenza tra 30 e 60.000 kc/s (30.000 e 5 m.) annessa all'articolo 7 del Regolamento radioelettrico di Madrid.

— — Recensioni.


29/8


**Condizioni per l'anno 1933**

**(Volume di oltre 240 p.)**

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | L. 12 |
| Un numero separato | » 3 |
| Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati | » 8 |

**Nei paesi dell'Unione postale**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | Franchi oro 10 |
| Un numero separato | » » 2 |

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 12° - N. 1. Gennaio-Febbraio 1933 - A. XI.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

**Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito**

Diretto dal Prof. G. VANNI

# Utilizzazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro nella trasmissione della parola a distanza (1)

BIBLIOTECA ROMA

**SOMMARIO.** — *Rapido sguardo alla vasta gamma delle radiazioni ondulatorie, considerando la loro costituzione e generazione e gli apparecchi di misura delle lunghezze d' onda. Trattazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro, e precisamente dei loro effetti, dei metodi seguiti per determinarne l'intensità energetica e la lunghezza d'onda e delle diverse proprietà che riguardano le fotocomunicazioni. Compendioso esame dei varii aspetti della fotomeccanica, della costituzione degli apparati e della loro possibilità di impiego.*

## PRIMA CONFERENZA.

### Radiazioni ondulatorie - Loro costituzione e generazione - Apparecchi di misura.

### 1°) - COSTITUZIONE E FREQUENZE DELLE RADIAZIONI ONDULATORIE.

Esistono in natura tre specie di radiazioni, le quali sono:

*a*) di carattere meccanico, se la propagazione dell' energia tra il punto di emissione e quello di ricezione avviene mediante un mezzo materiale solido, liquido o gassoso;

(1) Conferenze tenute presso l' Istituto militare di r. t. ed e. t. nel settembre 1932-X, dal ten. generale GUASCO Comm. GIUSEPPE, al IV° Corso di Magistero di radiotecnica per insegnanti di Istituti e di Scuole industriali.

# ENERGIA RAGGIANTE

## Tavola logaritmica delle lunghezze d'onda.

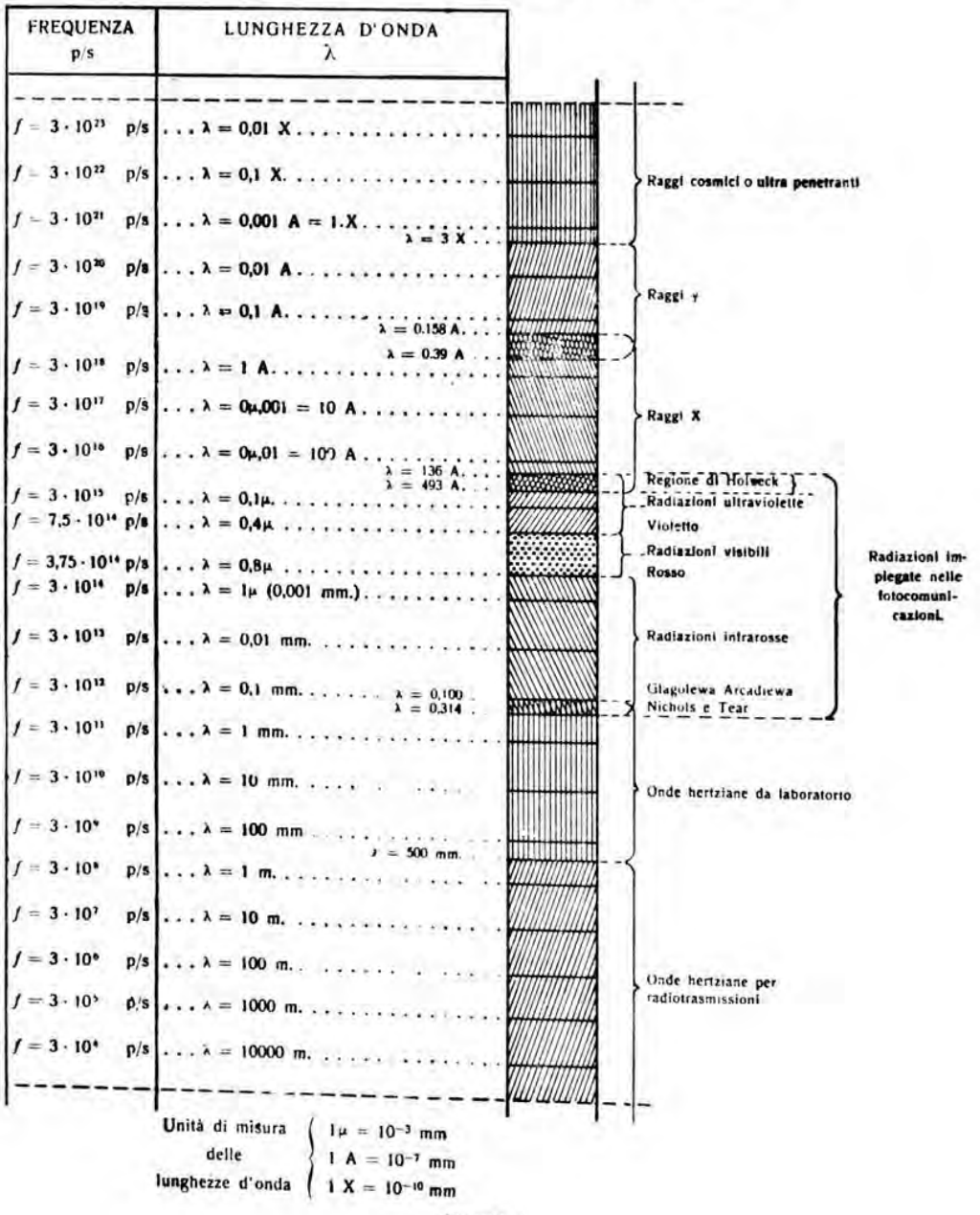



Figura 1.

*b*) di carattere corpuscolare, se la propagazione dell'energia tra il punto di emissione e quello di ricezione avviene attraverso speciali minuscole particelle che sono emesse in determinate condizioni di ambiente;

*c*) di carattere elettromagnetico, se la propagazione dell'energia tra il punto di emissione e quello di ricezione avviene attraverso l'ipotetico etere cosmico e sotto forma di vibrazioni trasversali dell'etere stesso.

Prescindendo dalle radiazioni di carattere meccanico, che evidentemente non servono al nostro scopo, parleremo solo delle radiazioni a carattere elettromagnetico e sommariamente di quelle di natura corpuscolare, che in certo qual modo ricordano l'idea di Newton sulla costituzione della luce.

Le radiazioni elettromagnetiche sono costituite dalle onde hertziane, dalle radiazioni infrarosse, visibili e ultraviolette, dai raggi X, dai raggi $\gamma$ e da quelli penetranti, che hanno rispettivamente per unità di misura il chilometro, il metro, il millimetro, il micron, l'Angström e l'unità X.

Venendo alle frequenze si ha (Fig. 1):

| | | | |
|---|---|---|---|
| | $\lambda = 10$ km | $f = 3 \times 10^4$ c/s | |
| | $\lambda = 1$ km | $f = 3 \times 10^5$ c/s | |
| | $\lambda = 1$ m | $f = 3 \times 10^8$ c/s | |
| | $\lambda = 1$ cm | $f = 3 \times 10^{10}$ c/s | |
| | $\lambda = 1$ mm | $f = 3 \times 10^{11}$ c/s | |
| | $\lambda = 0{,}314$ mm | $f = 10^{12}$ c/s | (estremo infrarosso) |
| | $\lambda = 0{,}1$ mm | $f = 3 \times 10^{12}$ c/s | |
| | $\lambda = 1$ micron | $f = 3 \times 10^{14}$ c/s | |
| Spettro visibile | $\lambda = 0{,}8$ micron | $f = 3{,}75 \times 10^{14}$ c/s | (estremo rosso) |
| Spettro visibile | $\lambda = 0{,}5$ micron | $f = 6 \times 10^{14}$ c/s | (raggio medio giallo-verde) |
| Spettro visibile | $\lambda = 0{,}4$ micron | $f = 7{,}5 \times 10^{14}$ | (estremo violetto) |
| | $\lambda = 0{,}1$ micron | $f = 3 \times 10^{15}$ | |
| | $\lambda = 0{,}0136$ micron (136 A) | $f = 2{,}14 \times 10^{16}$ | (estremo ultravioletto) |

$\lambda = 1$ A $\quad f = 3 \times 10^{18}$ (diametro atomo idrogeno)

$\lambda = 1$ X $\quad f = 3 \times 10^{21}$

$\lambda = 0{,}01$ X $\quad f = 3 \times 10^{23}$ (diametro elettrone).

Ciò premesso, la gamma hertziana si estende fino alla frequenza di $3 \times 10^{12}$ c/s, ossia 3000 miliardi di cicli al secondo, corrispondente alla lunghezza d'onda di all'incirca 0,1 mm.

Vengono quindi gli infrarossi, che comprendono quei raggi, che altre volte si chiamavano calorifici, le cui frequenze si estendono da $10^{12}$ a $3{,}75 \times 10^{14}$ c/s, corrispondenti a lunghezze d'onda variabili da 314 a 0,8 micron.

Segue la luce visibile, le cui vibrazioni hanno una frequenza media di $6 \times 10^{14}$, cui corrisponde la lunghezza d'onda di 0,5 micron circa:

per l'estremo rosso visibile $\lambda = 0{,}8\,\mu$; $f = 3{,}75 \times 10^{14}$

per l'estremo violetto visibile $\lambda = 0{,}4\,\mu$; $f = 7{,}5 \times 10^{14}$.

Continuando a percorrere la gamma delle oscillazioni, si trovano infine:

- i raggi ultravioletti di frequenza variabile da $7{,}5 \times 10^{14}$ a $2{,}14 \times 10^{16}$ c/s, cui corrispondono lunghezze d'onda da 0,4 a 0,0136 micron ($4000 \div 136$ A);

- i raggi X, molto molli, molli, ordinari, duri, della frequenza da $6 \times 10^{15}$ a $2{,}25 \times 10^{19}$ c/s, cui corrispondono lunghezze d'onda da 493 a 0,158 A;

- i raggi $\gamma$ del radio, di frequenza da $7{,}5 \times 10^{18}$ a $10^{21}$ c/s, ossia di lunghezza d'onda da 0,390 a 0,003 A, ossia 3 X.

Esistono ancora i raggi ultrapenetranti o cosmici, aventi la lunghezza d'onda variabile da 3 X a 0,1 X, corrispondenti alle frequenze da $10^{21}$ a $3 \times 10^{22}$.

La porzione di gamma compresa fra 0,1 e 0,3 è comune alle onde hertziane ed ai raggi infrarossi. Essa venne esplorata dai fisici Tear e Nichols e dalla dottoressa russa Glagolewa-Arcadiewa.

Il tratto compreso fra 0,0493 e 0,0136 micron ($493 \div 136$ A), comune ai raggi ultravioletti ed X, venne determinato da Holweck.

Il tratto fra 0,390 e 0,158 A è comune ai raggi X e $\gamma$.

Da questa sommaria esposizione risulta evidente che è assicurata la continuità per tutte le gamme delle radiazioni elettromagnetiche, cioè dalle onde hertziane ai raggi cosmici.

## 2°) - GENERAZIONE DELLE RADIAZIONI ELETTROMAGNETICHE.

### *A)* **Radiazioni dello spettro.**

La tecnica è oggi in grado di generare energia ondulatoria entro la vasta gamma testè esaminata.

Escludendo la trattazione delle onde hertziane, ampiamente svolta nel corso di radiotecnica, accennerò brevemente alle sorgenti energetiche delle rimanenti radiazioni.

Il sole, fonte inaccessibile e millenaria di vita, è la sorgente perenne delle radiazioni visibili ed invisibili.

Tali radiazioni, nel tragitto che compiono attraverso la stratosfera e la troposfera per giungere sulla terra, sono più o meno assorbite. L' assorbimento, come prova l' esperienza, varia con la frequenza delle radiazioni, e propriamente è maggiore per le radiazioni invisibili ultraviolette.

Possiamo dire che le sorgenti di energia termica, che hanno la proprietà di emettere radiazioni fotoelettriche, sono costituite: dal sole, dal gas o da vapori eccitati dalla scarica elettrica (lampade a gas od a vapore di mercurio), da corpi incandescenti (lampade ad arco ed a incandescenza).

L'energia emessa da queste sorgenti, che possono considerarsi veri generatori di energia vibratoria nel mezzo etereo circostante, viaggia con la velocità della luce di 300.000 km al secondo, ed arriva sui corpi circostanti. Ivi avvengono fenomeni di riflessione, diffusione, rifrazione, diffrazione, assorbimento, in misura assai diversa fra loro e da corpo a corpo, in guisa però sempre che l' energia che compete al loro assieme sia uguale a quella trasmessa e che per ogni corpo esista perfetta proporzionalità fra il potere emissivo a quello assorbente, per quanto si riferisce ad una determinata temperatura e particolare lunghezza d'onda (legge di Kirchoff).

Il fenomeno della emissione del corpo nero è regolato dalla legge di Stefan, che afferma la proporzionalità fra il potere emissivo e la quarta potenza della temperatura, e cioè:

$$E = K S T^4$$

in cui:

$E$ è il potere emissivo del corpo nero;

$S$ la superficie in cmq;

$T$ la temperatura assoluta, uguale a 273°, più la temperatura del corpo.

Dalla precedente formula si ha:

$$\frac{E}{S} = K T^4$$

ove $\frac{E}{S}$ è la potenza per unità di superficie.

Esprimendo $E$ in watt ed $S$ in cmq, risulta $K = 5{,}7 \times 10^{-12}$. Si ottiene quindi:

$$\frac{E}{S} = K T^4 = 5{,}7 \times 10^{-12} T^4$$

Per ottenere molta energia luminosa, è necessario che l'arco con elettrodi di carbone oppure il filamento della lampada ad incandescenza possa raggiungere elevate temperature.

Al principio del secolo attuale, Planck scoprì una relazione fra il potere emissivo, la lunghezza d'onda dell'energia luminosa irradiata dal corpo nero e la sua temperatura assoluta (1).

$$E_\lambda = h c^2 \lambda^{-5} \frac{1}{e^{\frac{N}{R}\frac{ch}{\lambda T}} - 1}$$

(1) I lavori di Planck su questo argomento sono particolarmente interessanti, giacchè essi dettero origine alla importante teoria dei *quanti*, che interpreta molti fenomeni fisici, di cui si parlerà estesamente trattando l'argomento delle celle fotoelettriche.

ove:

$R$ è la costante della legge generale dei gas per una molecola, ed è *numericamente* uguale a $1{,}372 \times 10^{-16}$ (1);

$T$ è la temperatura assoluta in gradi;

$h = 6{,}55 \times 10^{-27}$ erg $\times$ $s$ è la costante universale di Planck;

$e = 2{,}718$ è la base dei logaritmi neperiani.

Questa formula si può rappresentare con curve (Fig. 2) che vanno modificandosi col crescere della temperatura, pur conservando la loro forma caratteristica. Ogni curva va interpretata nel

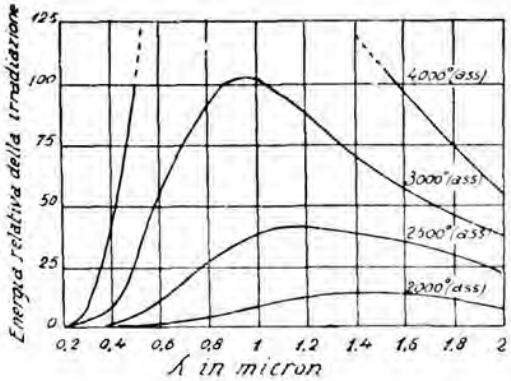



Figura 2.

senso che ad una data temperatura il corpo nero emette energia con intensità diversa per le varie $\lambda$: piccola per le brevissime, più grande man mano che $\lambda$ cresce, massima per un certo valore di $\lambda$ e decrescente di nuovo per le maggiori $\lambda$, in modo da essere assintotica per le vibrazioni ultrarosse (2).

---

(1) Dalla legge di Boyle e di Gay Lussac si ha:

$$p\,v = R\,T$$

in cui:

$p$ è la pressione del gas in dine per cmq;

$v$ è il volume in cmc;

$R$ la predetta costante.

Da questa equazione si ricava: $R = 1{,}362 \times 10^{-16}$.

(2) Queste curve vennero pure determinate sperimentalmente nel 1899 da Lummer e Pringsheim.

Dall'esame della famiglia di dette curve si deduce che:

*a*) l'energia emessa per ciascuna $\lambda$ va crescendo con la temperatura;

*b*) l'energia emessa con raggi violetti e ultravioletti è assai minore di quella emessa con raggi rossi e infrarossi;

*c*) il valore massimo dell'emissione si sposta verso $\lambda$ decrescenti, cioè verso il limite del rosso, fatto questo che concorda con « la legge di spostamento del Wien » rappresentata dalla seguente equazione:

$$\lambda_m T = C = 0{,}294 \text{ cm} \times \text{grado},$$

la quale dimostra che la lunghezza d'onda, cui corrisponde la massima emissione, varia in ragione inversa della temperatura del corpo nero (1).

### *B)* Visibilità dello spettro.

Compiuta la trattazione del potere emissivo dei corpi neri incandescenti, occorre prendere sommariamente in esame la visibilità delle radiazioni da essi emesse.

Come è noto, l'occhio umano, abituato da tempo immemorabile al color medio della luce solare diurna, che corrisponde a quella emessa dal corpo nero alla temperatura di 5700 gradi, non può, dare un giudizio sicuro sull'intensità della luce irradiata delle sorgenti sovra menzionate; piú brillante diventa la sorgente, meno bene l'occhio la percepisce; di più, l'occhio non è egualmente sensibile a tutti i colori.

---

(1) Dalla predetta formula si ha:

$$T = \frac{0{,}294}{\lambda_m}.$$

Prendiamo per $\lambda$, che corrisponde alla massima emissione, quella del colore medio della luce solare, cioè 0,5 micron, ed esprimiamo il suo valore in cm. Si ha:

$$T = \frac{0{,}294}{0{,}5 \times 10^{-4}} = \frac{0{,}588}{10^{-4}} = 5800 \text{ gradi.}$$

Aggiungendo 273 si ottiene 6073 gradi rappresentanti approssimativamente la temperatura della superficie solare.

La curva normale di visibilità dello spettro è data dalla fig. 3; il massimo si produce intorno a 0,5576 micron, cioè fra il giallo e il verde, la curva essendo quasi simmetrica. I limiti dello spettro visibile, che hanno notoriamente la proprietà di impressionare la retina dell'occhio umano, sono 0,4 e 0,8 micron. Il coefficiente di visibilità varia con $\lambda$, si può ritenere eguale ad 1 per $\lambda = 0{,}5576$ e decresce gradualmente fino a raggiungere il valore zero.

Dovendosi quindi realizzare collegamenti fototelefonici o fototelegrafici solo con radiazioni visibili, sono più efficaci le sorgenti luminose ricche di radiazioni comprese nel centro dello spettro.

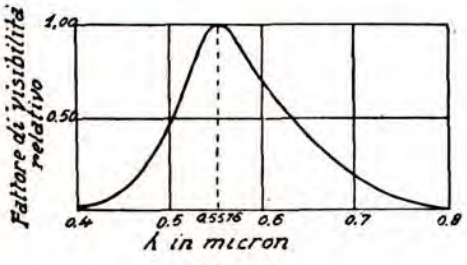



Figura 3.

Per eseguire misure di precisione sulla natura degli spettri, sulle intensità luminose delle radiazioni e sui relativi flussi, si usano i fotometri tipo Bunsen e Weber, lo spettrofotometro tipo Nutting e il flussometro tipo Ulbricht.

### *C)* Raggi X.

Vennero scoperti dal fisico Röntgen nel 1895, nello stesso anno in cui il Marconi faceva le prime esperienze di telegrafia senza fili.

La generazione e la natura di questi raggi è bene illustrata da alcuni esperimenti coi tubi di Geissler e di Crookes coi quali si possono osservare i fenomeni che si producono nei detti tubi sottoposti a tensione elettrica, man mano che la rarefazione dell'aria dalla pressione di 2 o 3 mm si riduce a quella di un milionesimo di mm, fino ad avere la generazione dei raggi catodici e di quelli X.

Il tubo di Geissler (Fig. 4) è un recipiente di vetro di varia forma contenente aria od altro gas a rarefazione moderata (2 ÷ 3 mm di mercurio). Nell'interno del tubo si trovano due elettrodi metallici, ordinariamente di alluminio, destinati ad essere messi in comunicazione con una sorgente di elettricità ad alta tensione (rocchetto di Ruhmkorff o macchina elettrostatica). Un primo fatto importante

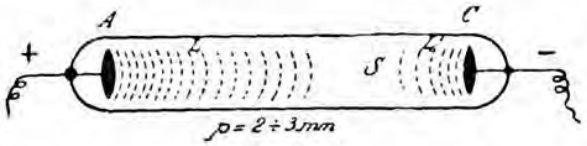



Figura 4.

che si constata è che, se si stabilisce tra i due elettrodi una tensione di 30.000 ÷ 40.000 volt, mentre nell'aria alla pressione ordinaria si avrebbe una scintilla lunga solo qualche cm, nel tubo di Geissler si ottengono scariche lunghe vari decimetri.

Oltre alla lunghezza, anche l'aspetto della scarica nel tubo è completamente differente; invece di essere lineare a contorni ben definiti, come accade nell'aria a pressione ordinaria, la scarica si

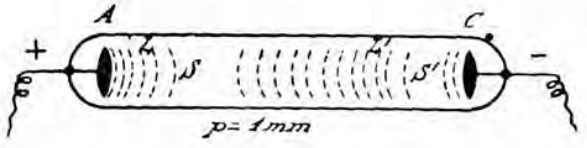



Figura 5.

presenta sotto l'aspetto di una luce diffusa che spesso occupa tutto l'interno del tubo, ed è, inoltre, divisa in due parti distinte: la colonna positiva o anodica $L$ è di colore rosso, e parte dall'elettrodo positivo o anodo, occupando il tubo per una certa lunghezza, e la luce negativa o catodica $L'$ di colore violaceo, che avvolge a guisa di guaina il catodo, e si estende per una lunghezza minore. Fra le due luci, anodica e catodica, vi é uno spazio oscuro detto spazio oscuro di Faraday.

A misura che la rarefazione cresce (Fig. 5) e la pressione scende da 2 ÷ 3 mm ad 1 mm di mercurio, si hanno importanti e

graduali cambiamenti nei fenomeni ora descritti. La luce positiva o anodica, che era prevalente nelle rarefazioni moderate, va ora man mano diminuendo di lunghezza, e da omogenea che era, presenta, se il gas che riempie il tubo è un miscuglio, delle zone successive più o meno luminose dette stratificazioni. Al contrario, la luce catodica va estendendosi in lunghezza, staccandosi dal catodo, da cui resta separata da un intervallo meno esteso dello spazio oscuro di Faraday e che si chiama spazio oscuro di Crookes.

Il tubo di Geissler adoperato è di forma rettilinea, e tale è pure la luce anodica. Questo dipende più dalla forma del tubo che dalla posizione degli elettrodi. Se il tubo è diritto, e il catodo

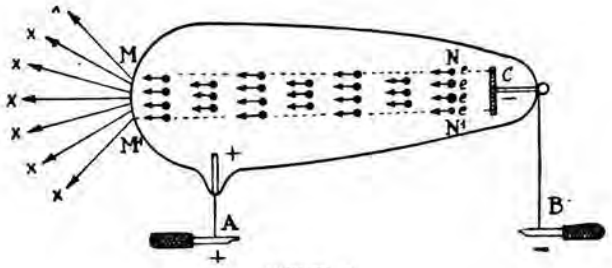



Figura 6.

è posto di fronte all'anodo, la luce anodica è anch'essa diritta, ma se il tubo ha forma sferica e il catodo è posto lateralmente all'anodo, la luce anodica si incurva come se, partendo dall'elettrodo positivo, andasse a cercare il catodo ove si trovi; se si hanno più elettrodi positivi e un solo catodo, si hanno altrettanti fasci anodici curvi che si riuniscono nel catodo.

Continuando la rarefazione a misura che la pressione residua scende a 1/100 e 1/1000 di mm, vale a dire fino a circa un milionesimo di atmosfera, la luce anodica e la catodica finiscono a sparire e, con esse, la luminosità propria del gas nell'interno del tubo (scarica oscura) (Fig. 6).

Un nuovo fenomeno interviene allora: invece della luce catodica, che è sparita, il catodo emette un torrente di atomi di elettricità negativa o elettroni, i quali costituiscono quelli che si chiamano raggi catodici; questi, colpendo le pareti del tubo di vetro,

determinano la emissione di una bella luce fluorescente di colore verde, in modo che la scarica, pur essendo oscura per quanto riguarda il gas nell'interno del tubo, appare luminosa sulle pareti del tubo, per effetto della fluorescenza verde determinata dai raggi catodici. Inoltre, la parte di vetro colpita dai raggi catodici emette speciali radiazioni eteree costituenti i raggi X.

È da osservare che, se la rarefazione cresce ancora, spariscono i raggi catodici ed i raggi X, e il tubo diviene talmente resistente al passaggio della scarica che questa finisce col passare all'esterno del tubo, come se questo opponesse una resistenza infinita.

La diversità di aspetti sopra indicata dipende essenzialmente dalla pressione. Gli aspetti e le fasi successive della scarica e il loro passaggio dai tubi di Geissler ai tubi di Crookes si possono facilmente ottenere colle pompe moderne a vapori di mercurio, con le quali si può far variare, nell'interno di un lungo tubo di vetro, la pressione da una atmosfera fino ad un milionesimo ed anche, con artifici speciali, ad un miliardesimo di atmosfera ($10^{-6}$ e $10^{-9}$) e ottenere così le manifestazioni caratteristiche delle scariche sopra indicate.

### *D)* Natura e proprietà dei raggi catodici.

Ciò posto, le proprietà dei tubi del tipo Crookes ad alto grado di vuoto si spiegano ammettendo, come si è detto, che il catodo emetta un flusso di elettroni, vale a dire un torrente di atomi elettrici, aventi dimensioni e massa estremamente piccole, lanciati ad una velocità dipendente dalla tensione applicata fra anodo e catodo, ma che può arrivare fino a 1/3 e 1/2 della velocità della luce, vale a dire fino a 150.000 km a secondo. Tale flusso di elettroni (materia radiante di Crookes) costituisce quelli che si chiamano oggi raggi catodici i quali hanno le seguenti proprietà:

*a)* Sono emessi in direzione presso a poco normale alla superficie del catodo. Se questa è piana, il fascio catodico è cilindrico; se ha forma di calotta, i raggi formano un fascio convergente con vertice nel centro di curvatura di esso (Fig. 7).

*b)* A differenza della luce anodica, che può assumere forme curvilinee, i raggi catodici si propagano in linea retta, indipendentemente dalla posizione occupata dall' anodo. È a causa della loro propagazione rettilinea che hanno il nome di raggi, e, analogamente alla luce, possono formare delle ombre. Ciò può dimostrarsi col tubo di Crookes nel quale si vede proiettarsi sulla parete anticatodica, cioè opposta al catodo, l' ombra di un oggetto collocato nell'interno.

*c)* Eccitano in molte sostanze (vetro, blenda di zinco, corindone, apatite, calcite (1) la luminosità per fluorescenza di colore diverso, secondo la natura e lo stato fisico della sostanza:

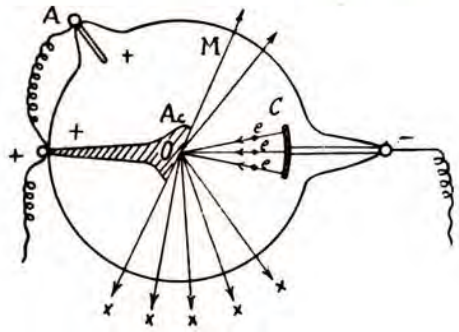



Figura 7.

verde nel vetro, azzurra nella apatite, rossa nel corindone. È appunto per fluorescenza che la parete anticatodica di un tubo di Crookes si illumina di un bel colore verde.

*d)* A causa della loro estrema tenuità, i raggi catodici sono dotati di grande potere penetrante, per cui passano attraverso a molti corpi, specie se in lamine sottili. I corpi che più difficilmente si lasciano attraversare sono quelli costituiti da elementi a peso atomico elevato, zinco, rame, platino, piombo. A causa, inoltre, della loro velocità molto grande, che può raggiungere e sorpassare un

(1) Corindone (sesquiossido di alluminio)
Apatite (fluoclorortofosfato di calcio)
Calcite (carbonato di calcio).

terzo della velocità della luce, la loro energia cinetica è pure grande e siccome essa si trasforma in calore quando colpiscono un corpo solido, può essere tale da riscaldarlo fino ad arroventarlo e a fonderlo.

*e)* Essendo costituito da atomi di elettricità negativa, un fascio catodico si comporta come un conduttore flessibile percorso da una corrente diretta in senso contrario al moto degli elettroni. Esso deve quindi risentire l'azione di un campo magnetico esterno.

*f)* Infine, quando colpiscono un corpo solido, i raggi catodici, oltre che produrre effetti calorifici e luminosi, generano delle radiazioni eteree di lunghezza d'onda ancora più piccola di quelle luminose e quindi di frequenza molto più grande. Queste nuove radiazioni eteree, che hanno per centro di emissione non il catodo, ma la superficie del corpo solido colpito, si chiamano raggi *X* o di Röntgen dal nome del loro scopritore, il quale fece la grande scoperta nel 1895, cioè, come già si è detto, nello stesso anno in cui il Marconi fece le prime esperienze di telegrafia senza fili.

Trattasi di un fenomeno molto importante che ha aperto dei nuovi orizzonti alla scienza, giacchè è stato il punto di partenza delle nuove dottrine atomiche della materia e della elettricità, ed anche della energia.

### *E)* Raggi $\gamma$.

Premetto alcuni cenni sui fenomeni radioattivi che interessano l'emissione dei raggi $\gamma$.

L'esperienza prova (Fig. 8) che, introducendo un pezzettino di radio tra i poli di un elettromagnete eccitato, ed esplorando le regioni I, II, III, con un elettroscopio preventivamente caricato di elettricità, si verificano i seguenti fatti.

*a*) L'elettroscopio disposto nella regione I si scarica sempre, qualunque sia il segno della carica elettrica ad esso data preventivamente.

*b*) L'elettroscopio disposto nella regione II si scarica solamente se è carico di elettricità negativa.

*c*) L' elettroscopio portato nella regione III si scarica solamente se è carico di elettricità positiva.

Gli stessi fenomeni accadono se il radio, anzichè essere introdotto in un campo magnetico, fosse introdotto in un campo elettrico.

Questi fatti sperimentali dimostrano che il radio emette spontaneamente tre fasci diversi, di cui uno $\alpha$ devia verso sinistra (regione II), un altro $\beta$ verso destra (regione III) ed il terzo $\gamma$ prosegue il proprio cammino magnetico (regione I).

I raggi $\alpha$ sono di natura corpuscolare e propriamente, dal verso secondo cui deviano sotto l'azione del campo magnetico e dalla misura del rapporto $\frac{e}{m}$ tra la carica e massa, si deduce

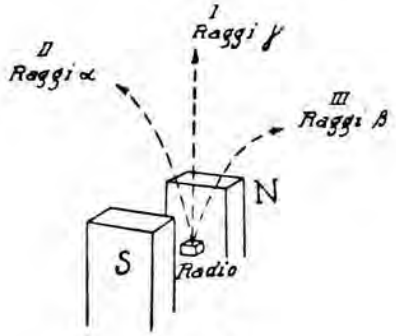



Figura 8.

che sono costituiti da corpuscoli positivi e cioè a dire da nuclei di elio, ciascuno dei quali ha, come sappiamo, la carica $E = +2e$ ed il peso atomico 4. La velocità e la energia di tali corpuscoli sono tali che, stando al buio e utilizzando un microscopio, si può osservare lo scintillamento prodotto quando le particelle $\alpha$ urtano uno schermo al solfuro di zinco (spintariscopio di Crookes). È sommamente interessante il fatto che, con tale apparecchio, pur non vedendosi direttamente l'atomo, si vede l'effetto luminoso per fosforescenza prodotto da una massa di ordine atomico. E queste masse si possono anzi contare, giacchè tante sono le scintille che appariscono nel campo del microscopio, e altrettante sono le particelle $\alpha$ che hanno urtato lo schermo.

I raggi $\beta$ sono analoghi ai raggi catodici e si classificano in raggi $\beta$ primari e raggi $\beta$ secondari.

I primi sono costituiti da elettroni emessi direttamente dal nucleo atomico che si disgrega.

I secondi sono costituiti da elettroni che non provengono dal nucleo atomico ma dalle orbite dell'atomo, e sono espulsi da quest'ultimo per effetto fotoelettrico o mediante processo fotoelettrico interno, dovuto all'azione di un quanto di radiazione $\gamma$ emesso dal nucleo atomico (1).

I raggi $\beta$, a differenza dei raggi $\alpha$, abbandonano il nucleo con velocità variabili entro limiti molto estesi. Questo fatto, a tutt'oggi, ha dato luogo a molte interpretazioni senza tuttavia svelare chiaramente le cause.

Quanto ai raggi $\gamma$, la loro indifferenza ai campi magnetici e la misura della loro lunghezza d'onda hanno permesso di dedurre che essi non sono di natura corpuscolare, ma di natura elettromagnetica come la luce e i raggi di Röntgen. La lunghezza d'onda dei raggi $\gamma$ è ancora più piccola di quella dei raggi X, tanto che si trova comodo esprimerla in unità X ($10^{-10}$ mm). Si è trovato così la media:

$$\lambda = 3\ X = 3\ X\ 10^{-10}\ mm$$

e, per la frequenza, il numero enorme:

$$f = \frac{V}{\lambda} = 10^{21}\ c/s\,.$$

### *F)* **Raggi ultrapenetranti.**

La loro esistenza è stata accertata mediante un elettrometro racchiuso in un recipiente di piombo avente pareti di grossezza tale da non essere attraversato da nessuna delle radiazioni finora conosciute ed esaminate.

Questo elettrometro, immerso in un lago ad una profondità di 20 metri d'acqua, che corrispondono ad un involucro di piombo della grossezza di m. 1,80, si scaricò poco a poco sotto l'azione di questi raggi ultrapenetranti, mentre è noto che bastano 3 cm di piombo di arrestare qualsiasi altra radiazione.

---

(1) Vedi Fermi: "Stato attuale della fisica del nucleo atomico„. Comunicazione al Congresso internazionale di elettricità di Parigi. 6-12 luglio 1932.

Nella ascensione ultima di Piccard, venne accertato che i raggi cosmici aumentano di numero e di intensità mano a mano che si sale.

Due ipotesi possono essere fatte sulla loro origine:

*a)* che essi vengano dall'alta atmosfera dove sarebbero prodotti dagli urti dei raggi catodici colle molecole;

*b)* che essi siano originati nel lontano mondo degli astri da fenomeni finora sconosciuti, forse dalla trasformazione delle nebulose.

Millikan dedusse dai suoi calcoli che la trasformazione dell'idrogeno in elio sarebbe accompagnata da radiazioni aventi la lunghezza d'onda dei raggi ultrapenetranti.

## 3°) - SEPARAZIONE DELLE RADIAZIONI DELLO SPETTRO.

Esposto così il quadro generale delle radiazioni, conviene richiamare i principi di funzionamento di certi dispositivi usati per separare le diverse radiazioni e per misurarne le lunghezze d'onda.

Tali dispositivi, com'è ben noto, sono:

*A)* il prisma di dispersione,

*B)* il reticolo di diffrazione,

*C)* l'interferometro (1).

### *A)* Prisma di dispersione.

Per mezzo di una lente $L$ (Fig. 9) proiettiamo sopra uno schermo $S\,S'$ in $A'$ l'immagine di una fenditura rettangolare $A$ illuminata da luce monocromatica rossa. Se ora fra la lente e lo schermo interponiamo un prisma $P$, per es. di solfuro di carbonio, la luce subirà nel prisma una certa deviazione $d$, dipendente dall'angolo rifrangente del prisma stesso e dall'indice di rifrazione della materia che lo costituisce: l'immagine, perciò, non si formerà più in $A'$, ma in $A_1$.

(1) La Direzione del Servizio tecnico di artiglieria ha cortesemente messo a disposizione per le esperienze i dispositivi di cui sopra.

Se ora illuminiamo la fenditura con luce gialla, invece che con luce rossa, la deviazione prodotta dal prisma è maggiore che non nel caso della luce rossa: l'immagine, perciò, cadrà in $A_2$. La deviazione sarà ancora maggiore se si impiegherà luce verde, e così di seguito la deviazione massima si avrà con luce violetta. La deviazione cioè va crescendo dal rosso al violetto.

Se ora illuminiamo la fenditura con luce policromatica, cioè risultante da un un miscuglio di diversi colori, stante la diversità degli indici di rifrazione delle diverse radiazioni che compongono il fascio incidente, questo si scinderà nelle luci variamente colorate che lo formano, dando luogo sullo schermo a tante immagini della fessura, quante sono le luci componenti: ogni immagine

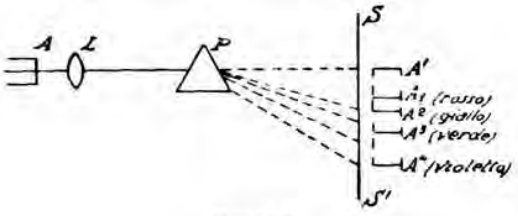



Figura 9.

avrà il colore proprio della radiazione componente. Si otterrà cioè sullo schermo uno spettro.

Questa separazione delle luci componenti prende il nome di dispersione, perchè l'una luce si allontana dall'altra.

Angolo di dispersione si chiama l'angolo formato dagli estremi raggi rossi e violetti.

Potere dispersivo di una data sostanza è la proprietà che essa ha di rendere più o meno separate, l'una dall'altra, le diverse linee dello spettro. Il potere dispersivo dipende dalla natura della sostanza impiegata per la costruzione dei prismi, essendo, per esempio, più forte nei prismi di cristallo di rocca, che non in quelli di cristalli «crown» (qualità di cristallo priva di piombo e poco rifrangente). Se si impiegano più prismi, in luogo di un solo prisma, il potere dispersivo aumenta.

Della conoscenza del potere dispersivo di un determinato prisma, ci si avvale, sovente, per la determinazione delle lun-

ghezze d'onda dei raggi infrarossi ed ultravioletti. Per i raggi infrarossi si usano prismi di salgemma, per quelli ultravioletti si usano prismi di quarzo o fluorina.

Questo metodo, se è semplice e facile, non consente misure di assoluta precisione.

### *B)* **Reticolo di diffrazione.**

È costituito da una serie di striature sottilissime rettilinee parallele (Fig. 10), praticate con diamante sopra una lastrina di vetro (se ne fanno fino a 500 per millimetro), separate da intervalli opachi.

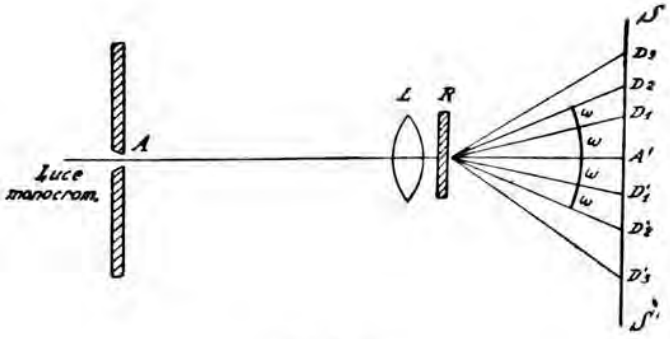



Figura 10.

Per mezzo della lente convergente $L$, si proietti l'immagine della fenditura $A$, illuminata da luce monocromatica, sullo schermo $SS'$. Disponiamo, un po' al di là della lente, il reticolo $R$ con i tratti paralleli alla fenditura. Sullo schermo $SS'$, al di qua ed al di là dell'immagine $A'$ di $A$, si vedrà una serie di immagini colorate $D_1$, $D_2$...., $D'_1$, $D'_2$..., si vedrà cioè quello che dicesi uno spettro di diffrazione.

Gli spettri di diffrazione offrono un mezzo comodo per misurare la lunghezza d'onda delle varie luci. L'esperienza e la teoria dimostrano infatti che l'angolo $\beta$, formato da due immagini consecutive $D_1$ $D_2$, è proporzionale al numero $n$ di righe per mil-

limetro del reticolo ed alla lunghezza d'onda $\lambda$ della luce che illumina la fenditura, cioè si ha:

$$\beta = n\,\lambda.$$

Perciò, essendo $n$ conosciuto dalla misura di $\beta$ si può conoscere $\lambda$, che è data da:

$$\lambda = \frac{\beta}{n}\,.$$

Quanto alla spiegazione del funzionamento dei reticoli di diffrazione, siano (Fig. 11) $AB$, $CD$, $EF$, ... i tratti opachi di un reti colo e $BC$, $DE$, $FG$, ... i tratti trasparenti.

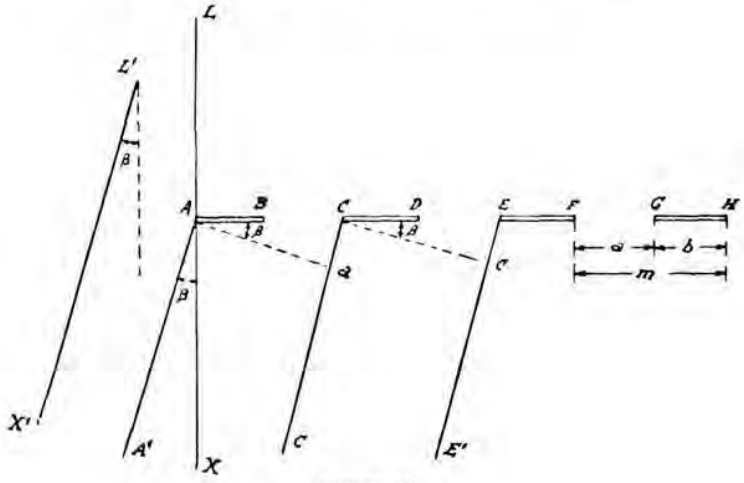



Figura 11.

Sia $a$ la larghezza comune delle fenditure, $b$ quella degli intervalli opachi, $m = a + b$ la larghezza complessiva costante di un tratto opaco e del successivo tratto trasparente, $n$ il numero di fessure per millimetro, per cui si abbia $n\,m = 1$ mm e quindi $n = \dfrac{1}{m}$ .

Supponiamo che sul reticolo cada in direzione perpendicolare un fascio di raggi paralleli e monocromatici.

I raggi rinviati dal reticolo in direzione $L\,X$ normale al reticolo stesso saranno concordanti in fase e perciò, se i raggi sono raccolti su di una lente, si avrà in questa direzione la luce.

Vediamo ora che cosa accade nelle direzioni oblique, per es. nella direzione $L' X'$, facente con $L X$ un angolo $\beta$. Dagli estremi a sinistra dei tratti opachi, tracciamo le $A A'$, $C C'$, $E E'$ parallele ad $L' X'$, e da $A$, $C$, $E$, ecc. tiriamo le normali $A a$, $C c$, $E e$, .... a dette rette.

I segmenti $C a$, $E c$ vengono perciò a rappresentare la differenza di cammino di due raggi consecutivi nella direzione $L' X'$ ed essendo eguali fra loro sono espressi tutti dalla relazione $C a = E c = m$ sen $\beta$.

Se l'angolo $\beta$ è tale che i segmenti $C a = E c$ risultino tutti eguali ad una lunghezza d'onda $\lambda$, sarà $\lambda = m$ sen $\beta$ da cui:

$$\text{sen } \beta = \frac{\lambda}{m}.$$

È allora evidente che i raggi inviati dalla prima fenditura differiranno da quelli della seconda di una lunghezza d'onda e così pure quelli della terza rispetto a quelli della seconda, mentre differiranno di 2 $\lambda$ rispetto a quelli della prima; cioè, in generale, i vari intervalli trasparenti invieranno nella direzione $L' X'$ altrettanti sistemi di onde luminose, i quali differiranno tra loro di un numero intero di lunghezze d'onda; cioè i raggi nella direzione $L' X'$ saranno in concordanza di fase e pertanto nella predetta direzione, per effetto degli strati opachi, si avrà un effetto luminoso. Nelle altre direzioni invece, nelle quali le onde luminose inviate dagli intervalli trasparenti non differiranno di un numero intero di lunghezza d'onda, i raggi saranno in discordanza di fase e quindi si avrà oscurità.

In generale si avrà luce in tutte le direzioni oblique per cui sia:

$$\text{sen } \beta = K \frac{\lambda}{m} = K n \lambda,$$

BIBLIOTECA NAZ. ROMA

essendo $K$ un numero intero.

Poichè l'angolo $\beta$ é molto piccolo, si può ritenere sen $\beta = \beta$; quindi si può scrivere:

$$\beta = K \frac{\lambda}{m} = K \lambda n.$$

Le relazioni anzidette ci dicono anzitutto che la deviazione angolare $\beta$ delle immagini diffratte è proporzionale alla lunghezza d'onda $\lambda$; essa perciò è più considerevole per il rosso che non per il violetto. Facendo incidere perciò la luce bianca sul reticolo, si ottiene una serie di spettri, in ciascuno dei quali il violetto risulta rivolto verso l'immagine centrale, mentre il rosso risulta all'estremo opposto.

Esse poi ci dicono che le deviazioni tra le frange della luce monocromatica, oppure tra gli spettri nella luce bianca sono tanto più considerevoli, quanto più piccolo è il valore di $m = a + b$, ovvero, ciò che è lo stesso, quanto più grande è il numero delle fenditure per millimetro. Per tale ragione il potere dispersivo di un reticolo dipende essenzialmente dal numero di fenditure per millimetro.

### *C)* Interferometro.

Com'è ben noto, quando due onde luminose aventi uguale lunghezza e velocità vengono a sovrapporsi nella stessa direzione di propagazione, può accadere, tra l'altro, o che le due onde siano in concordanza di fase, che siano in opposizione di fase.

Nel primo caso si dovrà realizzare un massimo d'intensità luminosa, nel secondo caso un minimo. Nasceranno così, a causa della interferenza, delle frangie brillanti e delle frangie oscure, le quali, una volta messe in evidenza, consentono di misurare la lunghezza dell'onda. Su questo principio è costruito l'interferometro, apparato che consente la misura della lunghezza d'onda delle radiazioni luminose.

Il più semplice interferometro è quello di Fresnel, costituito (Fig. 12) da due specchi $OM$ ed $OM'$ disposti in modo da formare un angolo di circa 180°. Se da una fenditura $L$ facciamo passare un raggio luminoso di luce monocromatica, a detto raggio luminoso corrispondono in ciascuno dei due specchi le immagini virtuali $S_1$ ed $S_2$, le quali possono a loro volta considerarsi come centri di emissione di luce e sostituirsi alla sorgente $L$.

Essendo gli specchi poco inclinati fra loro, le due sorgenti virtuali $S_1$ ed $S_2$ risultano molto vicine, ed i due sistemi di onde luminose si sovrappongono in concordanza di fase lungo i punti

della normale $O\,C$, condotta per il punto di mezzo $C$ della $S_1\,S_2$; lungo la $O\,C$, perciò, si avrà luce.

Se poniamo, pertanto, in $B$ uno schermo $T\,T'$ perpendicolare a $B\,C$, il punto $B$, posto sulla $C\,O$, sarà illuminato.

Negli altri punti dello schermo $M$, $N$, ecc., per raggiungere i quali i due sistemi di onde compiono cammini diversi, si avrà

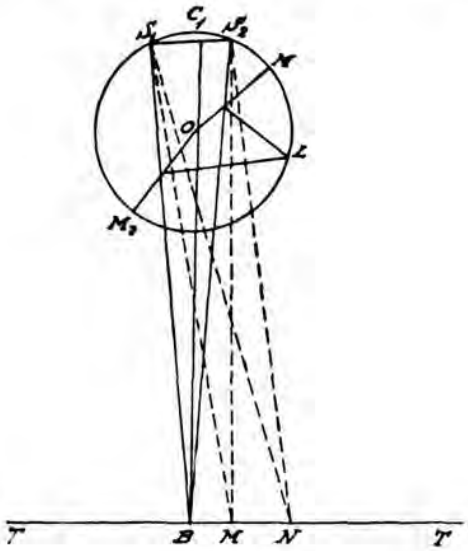



Figura 12.

oscurità e luce e, precisamente, si avrà oscurità nei punti in cui i due cammini differiscono di mezza lunghezza d'onda, perchè ivi le due onde arriveranno costantemente in opposizione di fase ed interferiranno, negli altri punti, invece, in cui i due percorsi differiranno di una lunghezza d'onda, i due raggi, essendo in fase, sommeranno i loro effetti e si avrà perciò luce.

S'intuisce così la possibilità di misurare l'ordine della lunghezza d'onda della sorgente di luce, misurando per es. la distanza tra la frangia luminosa centrale e la prima frangia luminosa successiva.

*(Continua)*

GIUSEPPE GUASCO
TENENTE GENERALE
DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

# La registrazione ottica dei suoni e dei segnali radioelettrici

**Sommario.** — *In occasione della prima lezione inaugurale tenuta presso l'Istituto Militare di R. T. ed E. T., nello scorso settembre, ai professori del IV° corso di Magistero di Radiotecnica, si è trattato di alcuni metodi atti alla registrazione dei suoni e dei segnali radioelettrici, sia telegrafici sia telefonici. Per facilitare la esposizione dell'interessante ma difficile argomento, detti metodi vennero illustrati mediante opportune esperienze che vengono qui brevemente riferite.*

La registrazione ottica dei suoni e dei segnali radioelettrici, oltre ad avere importanza per sé, è, come si dice, di attualità e forma oggetto di studi e ricerche in tutti i laboratori ed officine del mondo. Laboratori ed officine, si è detto, perchè la meravigliosa invenzione del Marconi, la " radio „ come comunemente si chiama, è ad un tempo scienza ed arte; scienza perchè i suoi metodi di investigazione hanno carattere rigorosamente scientifico, arte, perché nella scoperta di fatti e fenomeni nuovi, essa fa largo uso della immaginazione e della intuizione. Ciò è tanto vero che il progresso della radio si esplica tanto nel laboratorio dello scienziato, mercè l'opera del fisico, del matematico, dell'inventore, come nella officina del costruttore, mercè l'opera del tecnico e dell'ingegnere. La radio ha avuto quindi, fra gli altri, il grande merito di effettuare quello che l'illustre fisico e matematico inglese, Lord Kelvin, considerava come un grande progresso, e cioè la unione del laboratorio scientifico con la officina, in modo che sparisse la distinzione artificiosa tra scienza pura e scienza applicata, giacchè

queste, secondo Lord Kelvin, anzichè essere distinte, sono due aspetti della medesima realtà e debbono procedere unite. Tale unione è ormai un fatto compiuto, come lo scrivente ha potuto constatare due anni fa in occasione della visita ad una delle più grandi officine r. e. di Europa, nelle officine Philips, di Einthoven in Olanda.

E non può farsi a meno di ricordare la grande soddisfazione provata allorchè, entrando nell'aula ove il prof. Van der Pol teneva, agli ingegneri addetti alle officine Philips, alcune lezioni sulle moderne teorie della fisica e della elettricità, apparvero scritte sulla grande lavagna della scuola, le principali formole delle recenti teorie statistiche di S. E. il prof. E. Fermi, le quali hanno recentemente portato, in tutto il mondo, il nome del giovane e già illustre Accademico italiano, onore e gloria della università di Roma.

Questa unione della scienza pura con le applicazioni è feconda di grandi risultati, e ad essa si deve, io credo, il fatto importante se la radioelettricità, pur essendo una delle scienze più giovani (giacchè data dal 1895 la prima esperienza di telegrafia senza fili eseguita dal Marconi nella villa paterna di Pontecchio vicino a Bologna) ha fatto, in poco più di 37 anni, un progresso immenso, forse senza eguali nella storia delle invenzioni, fatta eccezione della navigazione aerea.

Le distanze superate in principio, di alcuni chilometri, sono salite presto a centinaia, e, dopo pochi anni, a migliaia di chilometri quando, nel dicembre 1901, il Marconi effettuò la prima trasmissione transoceanica tra l'Inghilterra e il Canadà a più di 4000 chilometri di distanza. Oggi poi, dopo l'avvento delle onde corte e dopo le classiche esperienze effettuate pure dal Marconi nel marzo 1930, quando stando a bordo dell'Elettra, ancorata nel porto di Genova, potè parlare col Presidente della Esposizione di Sydney a più di 20.000 km. di distanza, si è ottenuto questo risultato meraviglioso che non vi è, sul globo terrestre, limite di distanza alle segnalazioni radioelettriche.

Il problema della registrazione ottica dei suoni e dei segnali radioelettrici, è, come tutti sanno, assai complesso così dal punto di vista teorico come da quello sperimentale. Esso esercita la sagacia dei più grandi sperimentatori e fisici conosciuti, e presenta

difficoltà non lievi che cercheremo di superare in parte, mediante esperienze opportunamente scelte. Queste, oltre che rendere meno arida e più attraente la esposizione di un argomento, hanno altresì il vantaggio di servire a fissare le idee ed a meglio imprimerle nella mente.

Cominciamo dall'esaminare come possa ottenersi la riproduzione ottica del solco o tracciato di un disco grammofonico. È noto che se facciamo percorrere questo solco da una punta fissata al centro di una membrana di mica racchiudente la camera d'aria di un altisonante o tromba telefonica, veniamo a produrre successive compressioni e decompressioni nell'aria contenuta, vale a dire la riproduzione acustica del suono corrispondente al tracciato del

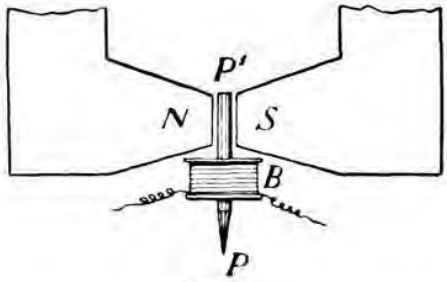



FIGURA 1.

disco. Ma se facciamo, invece, percorrere il solco in parola da quello che si chiama pick-up o capsula magnetica (divenuta ormai di uso comune) è noto che questa è essenzialmente formata da una punta $P$ (fig. 1) connessa con un piccolo prisma di ferro dolce $P'$, mobile fra le facce polari $NS$ di un potente magnete; il prisma mobile si muove nel campo di una bobina $B$ di filo di rame, collegata col primario di un trasformatore elevatore di tensione. Le correnti indotte dal movimento della punta che passa nel solco del disco grammofonico, passano nel primario di un trasformatore-elevatore di tensione $T_r$ (fig. 2) e agiscono tra filamento e griglia di un triodo $L$ inserito nel secondario; da qui vengono poi ulteriormente amplificate da un amplificatore multiplo a lampade $A$, a bassa frequenza. All'uscita da questo, attivano un

alto parlante elettrodinamico $E$ la camera d'aria del quale è chiusa da una sottile membrana di mica. Ora è noto che le vibrazioni di una membrana di questo genere, determinate dalle alternative di compressione e decompressione, sono di piccolissima ampiezza tanto che, per metterle in evidenza, bisogna ricorrere a speciali artifici.

Presso l'Istituto Militare di R. T. ed E. T. si è da tempo realizzato una specie di fonautografo ottico, seguendo il dispositivo in uso nelle lezioni di acustica presso l'Istituto Fisico della R. Università di Roma diretto dall' illustre sen. Corbino, e di cui il principio è il seguente.

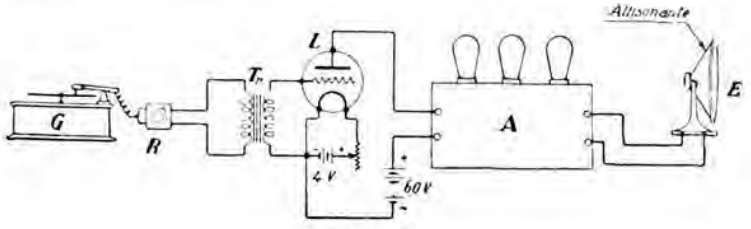



FIGURA 2.

La membrana di mica $M\,N$ (fig. 3) che chiude la camera di aria $A$ di un telefono alto parlante, porta nel centro un leggero disco metallico $P$ terminato da una piccola sporgenza orizzontale munita di un sottile foro, nel quale si impegna la punta terminale di una leva $H$ di primo genere a bracci disuguali, capace di oscillare intorno ad un asse orizzontale, il quale ne costituisce il fulcro, e che è portato da un adatto sostegno fissato esternamente alla membrana. Sull'estremo più lungo della leva, è fissato un piccolo specchio $S_1$ che chiameremo vibrante, sul quale si fa cadere il fascio luminoso $L$ prodotto da una lampada intensiva ad incandescenza. Tale fascio, dopo essersi riflesso una prima volta sul piccolo specchio vibrante, va a cadere sopra un secondo specchio più grande $S_2$ che chiameremo specchio oscillante, al quale, mercè un motore elettrico ed un adatto organo cinematico di trasformazione ad eccentrico e leva snodata, si può impartire un movimento oscillatorio $S_2\,S_2'$ intorno ad un asse verticale. È chiaro allora che

se, tenendo immobile lo specchio oscillante, si eccitano delle vibrazioni sonore nella membrana dell'alto parlante, si viene ad imprimere allo specchio vibrante e quindi al raggio riflesso, un moto alternativo di vibrazione che darà, sullo schermo, una linea luminosa verticale $V_1\ O\ V$. Se ora impartiamo allo specchio $S_2$ un moto alternativo di oscillazione in senso normale al primo,

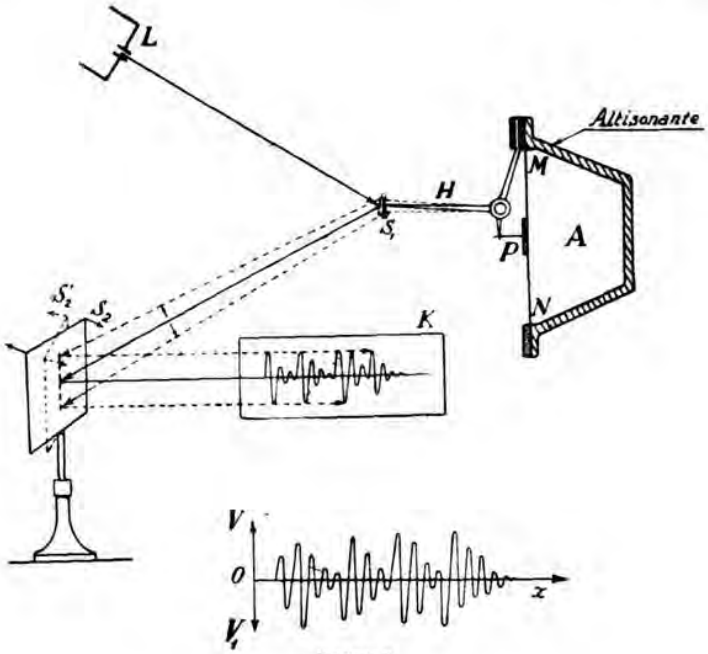



FIGURA 3.

verremo ad analizzare orizzontalmente, per via ottica secondo $O\ x$, le vibrazioni dello specchio $S_1$ vale a dire le vibrazioni acustiche della membrana che chiude il cono diffusore dell'alto parlante; avremo, così, la registrazione ottica delle vibrazioni sonore, dopo aver subite successive amplificazioni meccaniche, acustiche ed elettriche. Con questo apparecchio e disponendo di un adatto apparato ricevente ad amplificazione, si può ottenere la registrazione ottica di parecchie emissioni radiofoniche europee. Per mostrarne il funzionamento eseguiremo il tracciato ottico di un disco grammofonico.

Un apparecchio di registrazione ottica di fenomeni vibratori in generale, sia acustici sia elettrici, è quello recentemente costruito dalla casa tedesca Sprenger, apparecchio che è in uso presso la stazione Radio Vaticana e di cui questo Istituto possiede un esemplare. La parte essenziale dell'apparecchio è costituita da una capsula telefonica *T* (fig. 4) munita da una membrana sottilissima di ferro dolce, nel centro della quale si trova un leggerissimo specchio *S* mobile intorno ad un asse orizzontale, su cui un'adatta sorgente manda un fascio *H* di luce intensa. Nella capsula telefonica è disposto, come al solito, un avvolgimento di filo

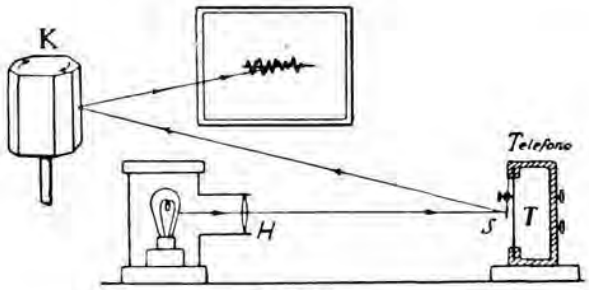



FIGURA 4.

di rame sottile e le cose sono regolate in modo che, inviando in questo avvolgimento una corrente alternata, lo specchio telefonico viene animato da un moto vibratorio verticale; questo moto sarà sinusoidale se tale sarà la corrente che percorre l'avvolgimento, e non sinusoidale se si tratta di una corrente variabile di forma qualunque. Per ottenere la legge di variazione di tale moto, il raggio luminoso riflesso dallo specchio telefonico si fa cadere sopra uno specchio poligonale *K* ad asse verticale, al quale, con un adatto motore, si può imprimere un moto uniforme di rotazione. Si avrà allora, nello spazio, la composizione dei due moti, uno oscillatorio verticale e l'altro rotatorio orizzontale, e sullo schermo, si otterrà il tracciato ottico della vibrazione.

Con l'apparecchio è collegato un apparato microfonico a carbone *M*, munito di un padiglione *P* (fig. 5) avanti al quale si producono i suoni da registrare. Secondo il dispositivo adottato

in casi analoghi, tale microfono a carbone è percorso dalla corrente costante data da una batteria locale $B$ ed è inserito nel primario di un trasformatore microfonico $T_r$ il secondario del quale è collegato alla capsula telefonica già descritta. Emettendo un suono o parlando avanti al microfono, le onde sonore di condensazione e rarefazione prodotte nell'aria del padiglione, determinano aumenti e diminuzioni di pressione sui granuli di carbone del microfono, trasformando la corrente continua data dal generatore che alimenta il microfono, in una corrente variabile la cui ampiezza varia secondo la modulazione prodotta dal suono o dalla voce di

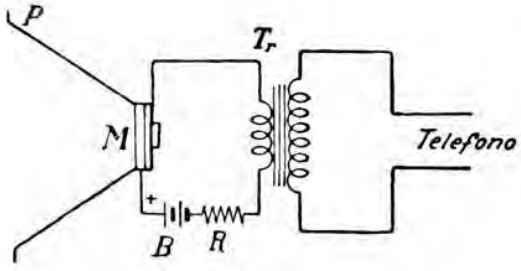



FIGURA 5.

chi parla; questa corrente, agendo sull'avvolgimento della capsula telefonica, produrrà il moto di vibrazione verticale dello specchietto annesso, nel modo già indicato.

È importante osservare che, producendo avanti al padiglione microfonico un suono semplice affatto privo di armoniche e quindi esattamente sinusoidale, si ha, nel tracciato, una curva che corrisponde pure ad un suono semplice, vale a dire una sinusoide (fig. 6-a). Tale è il caso del suono prodotto da un diapason; tali sono pure, sensibilmente, i suoni corrispondenti ad alcune vocali della voce umana, quali quelli della $E$ e della $U$. I suoni invece delle altre vocali, specialmente della $A$ (fig. 6-b), sono complessi e, come tali, ricchi di armoniche; essi danno luogo ad una curva complicata la quale è periodica, vale a dire che si ripete a determinati intervalli di tempo, ma non è più sinusoidale, quantunque, per il noto teorema di Fourier, possa decomporsi nella somma di

un numero grandissimo, teoricamente infinito, di sinusoidi aventi ampiezze e fasi diverse. Pronunciando avanti al microfono una parola o una frase, se ne può avere il tracciato ottico che è caratteristico dell'altezza, della intensità dei suoni componenti e del loro timbro.

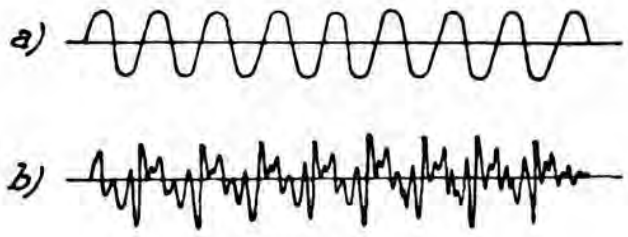



FIGURA 6.

Si intende facilmente che se, avanti al padiglione microfonico dell'apparecchio, si dispone l'altisonante di un apparato amplificatore a triodi, si potrà ottenere il tracciato ottico delle trasmissioni delle principali stazioni radiofoniche europee, anche utilizzando una semplice antenna disposta nell'interno di una sala. Sostituendo allo schermo una lastra sensibile sarà facile, infine, ottenere il tracciato fotografico.

PROF. GIUSEPPE VANNI

DIRETTORE PRINCIPALE
DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T

# Stabilizzatori a cristallo ad azione diretta per onde ultracorte [1]

**SOMMARIO.** — *La costruzione dei quarzi per onde al disotto di 10 metri presenta difficoltà assai gravi. Per tale ragione, si usa praticamente stabilizzare i trasmettitori di questa gamma ricorrendo a moltiplicatori di frequenza comandati da quarzi di elevata lunghezza d'onda. Siccome questi dispositivi piloti sono ingombranti e costosi, l'A. propone l'uso di cristalli di tormalina, che possono costruirsi agevolmente per la gamma delle onde ultracorte e si prestano quindi alla stabilizzazione diretta.*

Per la stabilizzazione dei trasmettitori, vengono oggi adoperati quasi esclusivamente oscillatori a quarzo, il cui campo di applicazione diretta si estende dai 1000 ai 100 metri. L'uso delle onde al disotto di 100 metri richiede però una stabilizzazione sempre più rigorosa man mano che si va a frequenze più alte, e le esigenze aumentano ancora quando si passa alle onde ultracorte (sotto 10 m). D'altra parte, anche la necessità di accrescere il numero delle stazioni comprese in una certa gamma impone di raggiungere la massima costanza di frequenza possibile.

La stabilizzazione diretta finora usata è molto semplice ed agevole, ma presenta gravi difficoltà per le onde al di sotto di 40 ÷ 50 m, poichè gli oscillatori molto sottili dànno luogo a vibrazioni irregolari e possono generare numerose frequenze vicine. Tale molteplicità delle vibrazioni ha luogo in realtà anche nel caso delle onde lunghe, ma può allora essere evitata mediante una opportuna sagomatura della piastrina (2), la quale non risulta invece utile per la gamma al disotto di 40 ÷ 50 metri. I tra-

(1) Studio presentato al *Physikalischen Kolloquium* di Jena il 7 luglio 1931, al *Gauvereinstagung Niedersachen* della Associazione tedesca di Fisica il 12 luglio 1931 in Gottinga, alla riunione del *Physiker Mathematikertagung* in Bad Elster il 18 settembre 1931, e pubblicato nel *Physikalischen Zeitschrift*, XXXII, 1931.

(2) H. Straubel, *Zeischr. f. Hochfrequenztechnik*, **38**, 1931 - *Physik. Zeitschr.* **32**, 222 e 586, 1931 e *Bollettino R. T. del R. Esercito*, 2 e 3, 1932.

smettitori ad onda corta stabilizzati a cristallo funzionano oggi per lo più senza bisogno di questa sagomatura speciale, utilizzando oscillatori compresi tra 100 e 200 m, e muniti di circuiti moltiplicatori nei quali vengono isolate ed amplificate le armoniche della corrente controllata dal quarzo (1).

Un dispositivo consimile per onde ultracorte riesce estremamente ingombrante e complicato, poichè le armoniche sono così deboli che dopo ogni stadio duplicatore ne occorre uno amplifi-



Figura 1.

Vibrazione della faccia frontale di un cristallo di formalina (cosparso di licopodio).

catore prima di procedere ad una duplicazione successiva. Occorre, inoltre, che i singoli stadi siano accuratamente neutralizzati e schermati l'uno dall'altro, onde evitare che l'onda irradiata sia modulata dall'oscillazione del quarzo pilota.

Se si pervenisse quindi a realizzare oscillatori adatti ad eseguire il controllo diretto delle onde corte, si otterrebbe una semplificazione radicale del complesso.

L'autore di questo lavoro constatò che un cristallo di tormalina può, come il quarzo, dare delle singole oscillazioni ben definite. Era

(1) F. Gerth e W. Hahnemann, *E. N. T.*, 8, 131, 1931.

già noto che un cristallo grezzo, nel quale siano scoperte solo le facce ortogonali all'asse ottico, eccitato longitudinalmente, dà luogo ad oscillazioni trasversali assai nette. Dalla fig. 1 si vede che le linee nodali seguono il contorno naturale del cristallo. Disponendo



Figura 2.
Onde stazionarie prodotte da un riflettore.

trasversalmente sulla faccia un riflettore (fig. 2), si possono mettere in evidenza delle onde stazionarie analoghe a quelle della esperienza del Wiener. Si ottiene il formarsi di un piano nodale perpendicolare alla direzione delle vibrazioni longitudinali soltanto



Figura 3.
Linea nodale della oscillazione longitudinale.

se, come per gli oscillatori a quarzo (1), si utilizza una direzione determinata (fig. 3). La frequenza calcolata in base al modulo di elasticità, allo spessore ed alla lunghezza dell'oscillatore, concorda

(1) H. Straubel, *Physik. Zeitschr.* 32, 379, 1931.

con quella effettiva con l'errore di sole poche unità per mille, il che dimostra come le oscillazioni parassite abbiano nella tormalina una influenza molto minore che nel quarzo.

La fig. 4 mostra un cristallo di tormalina. L'asse ottico $Z$ e l'eccitazione elettrica hanno la medesima direzione (1).

Vibrazioni particolarmente semplici, secondo anelli concentrici, si hanno in un cilindro circolare, ed il loro numero dipende dal rapporto fra la lunghezza ed il diametro del cilindro (fig. 5).

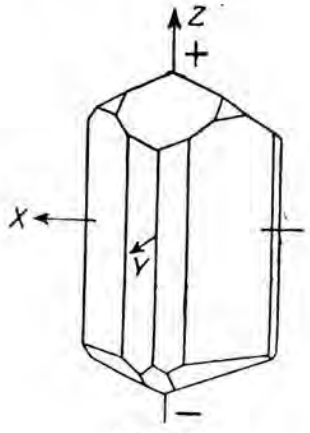



Figura 4.
Cristallo di tormalina.

Un errore di orientazione volutamente prodotto (cioè una inclinazione dell'asse del cilindro rispetto all'asse ottico) modifica solo di poco la forma di vibrazione, poichè nella tormalina, al contrario di quel che accade nel quarzo, il modulo di elasticità varia poco allo spostarsi dell'asse di riferimento.

La costante piezoelettrica della tormalina vale, nella direzione utile, $5{,}7 \cdot 10^{-2}$ u. e. s./kg, ed è quindi circa del 10 % più piccola di quella del quarzo.

Quando nel cristallo, a causa della piccolezza della costante e della naturale irregolarità, si riscontra una vibrazione particolarmente debole, si può verosimilmente arguire che esso possieda una

(1) W. Woigt, *Lehrb. d. Kristallphys.* 864, Lipsia, 1910.

leggiera tendenza a produrre oscillazioni accessorie. Infatti, è possibile ricavare dai cristalli naturali alcune deboli oscillazioni secondarie disposte simmetricamente rispetto alla vibrazione fonda-

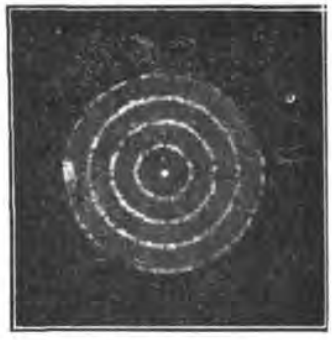


Figura 5.
Oscillazione della faccia frontale del cilindro - 132.000 hertz.



Figura 6.
Oscillazione secondaria di 139.000 hertz.

mentale, dalla quale però differiscono molto per la frequenza. La fig. 6 indica una vibrazione di questo tipo.

Anche nel cilindro circolare si ottengono delle oscillazioni secondarie simmetriche, che si eccitano più difficilmente della fondamentale e variano con l'aumentare della eccitazione.



Figura 7.
Oscillazione secondaria debolmente eccitata. 158.000 hertz.

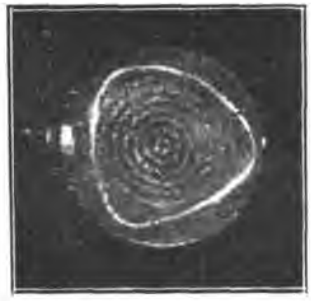


Figura 8.
Oscillazione secondaria fortemente eccitata. 158.000 hertz.

Le fig. 7 e 8 illustrano la medesima vibrazione prodotta con energie diverse; la fig. 9 dà un'altra diversa forma di oscillazione.

Da questi risultati si ricava la possibilità di ottenere frequenze molto elevate da questo tipo di oscillatore e di costruirne



Figura 9.
Altra oscillazione secondaria. 142.000 hertz.

anche di così sottili da poter controllare direttamente i trasmettitori ad onda ultracorta. Un altro vantaggio notevole per la produzione di frequenze molto elevate risiede nell'alta velocità di propagazione, dovuta al fatto che il modulo di elasticità è singo-

larmente elevato, di 1,6 × $10^6$ kg/cm² nella direzione dell'asse *Z*, a causa del quale, e della grande densità, la tormalina è capace di dare, a parità di spessore, frequenze del 35 % più elevate di quelle del quarzo (1 mm = 80 m di lunghezza d'onda).

Uno schema per la produzione delle oscillazioni è indicato in fig. 10 e la fig. 11 mostra la realizzazione pratica di un trasmettitore da 5 watt e 7 m di lunghezza d'onda, nel quale è notevole il tipo di costruzione e la completa mancanza di schermaggio.

Alcune considerazioni teoriche, basate sulla corretta applicazione della formola di Rayleigh (1), dimostrerebbero la impossibilità di produrre oscillazioni meccaniche di cosi alta frequenza. Per

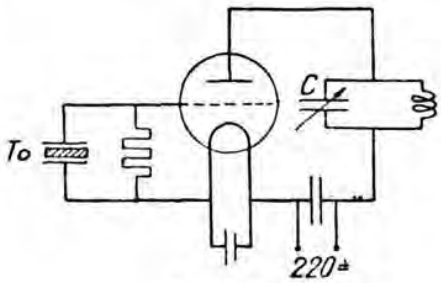



Figura 10.
Schema del trasmettitore.

una lastrina del diametro di 10 mm risulterebbe una frequenza limite di 13 × $10^6$ hertz quando lo spessore tenda a zero. Ma queste considerazioni non hanno avuto conferma sperimentale, poichè i valori ricavati dalla formola di Rayleigh non corretta corrispondono perfettamente a quelli misurati, con un errore di circa 1 %.

Per la produzione di onde fino a 2 m si prestano bene i piccoli triodi od i tubi finali di potenza per altoparlante (per es. R. E. 084, R. E. 134). Per onde ancora più corte occorrono tubi speciali (Valvo S. O. 401); per le onde più lunghe, sui 5 m, si può utilizzare una valvola più grande. Si vede da questa elenca-

(1) Rayleigh, *Il suono*, pag. 267 e Geiger-Scheel, *Handbuch der Physik*, vol. VI, pag. 354, 1928.

zione che, come era già noto per gli oscillatori autoeccitati, il rendimento diviene sempre più basso al diminuire della lunghezza d'onda e che alfine le oscillazioni non si eccitano più. La fig. 12 indica come diminuisce, con la lunghezza d'onda, l'efficienza di una R. E. 134. La causa di tale diminuzione sta nella rilevante capacità statica delle piastrine che, per una data capacità interna



Figura 11.
Trasmettitore.

del tubo, peggiora sempre più la fase della reazione sul cristallo man mano che la frequenza cresce, fino a che la vibrazione di quest'ultimo si rende impossibile (1). La piastrina non funziona più come una capacità in parallelo quando il tubo sfugge al controllo ed oscilla per suo conto, od addirittura non oscilla. È

(1) P. v. Handel, *Luftfahrtforschung*, H. 5, 121 a 140, 1930.

molto utile, a tale riguardo, diminuire la capacità della piastrina, il che però non può ottenersi, essendo dato lo spessore, che diminuendone il diametro. Si può quindi affermare che, al contrario di quel che accade per le onde lunghe, un aumento del diametro non determina un aumento della potenza dell'oscillatore.

Un problema delicato è quello di addurre la corrente alla piastrina. È stato necessario abbandonare l'argentatura che viene utilizzata per onde lunghe, perchè essa determina una forte alterazione nella frequenza di risonanza quando la piastra è tanto sottile, ed ha l'inconveniente di sfogliarsi danneggiando l'oscillatore quando il carico è forte. Si è dovuto quindi rinunziare all'ar-

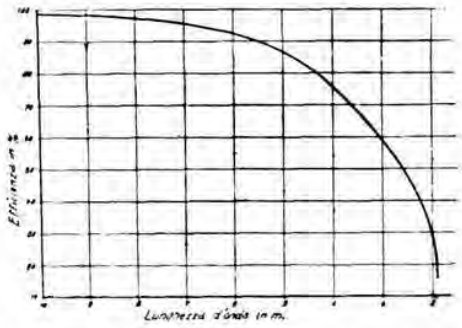


Figura 12.

Diminuzione della efficienza con la lunghezza d'onda.

gentatura ed adottare in luogo di essa degli elettrodi piani. Basta però un difetto di spianatura anche molto lieve per determinare una forte alterazione nella distribuzione della corrente e causare il rammollimento e lo sgretolarsi della piastrina in un solo punto. Non si è mai constatato un vero e proprio scheggiarsi come nel quarzo.

Adoperando elettrodi bene spianati, è stato possibile accrescere notevolmente la potenza generata dal cristallo. Un sovraccarico molto forte (con una piastrina del diametro di 8 mm azionata da valvola R. S. 241 con 350 volt anodici) ha determinato qualche scheggiatura solo nell'orlo del cristallo, senza che ne venisse danneggiata la parte centrale o diminuita l'efficienza (fig. 13).

Un aumento di temperatura spinto ad oltre 100° non influisce affatto sul funzionamento.

Gli elettrodi sono applicati sul cristallo solo col proprio peso. Aggiungendo altro peso, l'energia diminuisce; con un oscillatore di diametro più grande (12 mm.) si può aggiungere fino a 500 gr/cmq che rappresentano il limite oltre il quale la vibrazione cessa. Per essere sicuri, si è tenuto in ogni modo il peso dell'elettrodo il più piccolo possibile.

La natura del materiale ha importanza essenziale nei riguardi della energia ottenibile, poichè anche per ampiezze di oscillazione piccolissime sussiste uno scambio di energia cristallo-elettrodo. È



Figura 13.
Cristallo danneggiato da un sovraccarico.

opportuno usare materiali che abbiano il minimo smorzamento interno possibile, come l'acciaio od una lega rame-berillio al 2,5 %.

Comprimendo meccanicamente la piastrina, si ha un effetto interessante: essa cioè, dopo un periodo di funzionamento anche breve, si incolla ad uno degli elettrodi. Ciò dipende, con ogni probabilità, dal fatto che lo strato d'aria, inizialmente compreso fra elettrodo e piastrina, viene espulso per effetto delle oscillazioni. Se con una scossa se ne provoca il distacco dall'elettrodo, essa scatta saltando fino ad una distanza di oltre un cm dal sostegno ed il fenomeno poi non si ripete anche se si dànno degli urti energici.

Le cariche elettriche che restano accumulate nella piastrina si disperdono soffiandovi lungamente sopra, altrimenti possono re-

starvi accumulate anche un numero notevole di ore, il che dimostra l'alto potere isolante della sostanza.

L'esistenza di queste cariche elettriche non sembra spiegabile, poichè durante il funzionamento gli elettrodi sono collegati con una resistenza (fig. 10), e d'altra parte il fenomeno si riproduce anche se, dopo distaccato l'oscillatore dalla valvola, se ne tengono lungamente in corto circuito gli elettrodi. Pure lo spianamento dell'elettrodo non ha alcuna influenza; quindi le cariche osservate non possono trovarsi sui corpi circostanti, ma sembrano profondamente incorporate al loro supporto, che è il cristallo di tormalina.

È notorio che la tormalina è piezoelettrica. Ma il suo momento elettrico naturale viene coll'andare del tempo neutralizzato dalle cariche elettriche addotte od eccitate dall'aria sulla superficie e non si manifesta più; a ciò verosimilmente contribuisce uno straterello di acqua o di altra materia che vi si forma intorno. Ora accade che le vibrazioni meccaniche ad altissima frequenza, anche se di ampiezza $10^{-6}$ volte più piccola dello spessore, determinano delle accelerazioni che, per una frequenza di $1{,}5 \times 10^8$ hertz (onda di 2 m), raggiungono valori dell'ordine di 700.000 volte quella di gravità. Sotto l'azione di forze così grandi, lo straterello di compensazione aderente alla superficie non può essere trattenuto e si distacca: si manifesta allora il momento elettrico naturale.

Con frequenze al di sotto di $10^7$ hertz non è possibile distaccare questo straterello a causa della sua fortissima adesione. Esso inoltre, dopo un certo tempo, si forma di nuovo. Mediante il trasmettitore rappresentato in fig. 11, si sono eseguite prove per assodare quale grado di stabilizzazione è in realtà possibile ottenere. La trasmissione modulata poteva, mediante un triodo amplificatore a reazione, essere udita ad oltre 1 km di distanza senza bisogno di antenne. Si è potuto constatare come nel trasmettitore non si verificasse alcun effetto di mano; accostando quest'ultima alla bobina dell'oscillatore si aveva solo un rinforzo della ricezione, perchè la persona funzionava probabilmente come un'antenna accoppiata capacitivamente. Toccando direttamente la bobina, si causava la scomparsa delle oscillazioni, che si producevano con l'identica frequenza appena si allontanava la

mano; questo fenomeno si produceva in modo particolarmente spiccato quando il trasmettitore veniva manipolato interrompendo l'alimentazione anodica. Ascoltando la nota di battimento con un ricevitore ad eterodina, la si è trovata, anche per l'onda di 4 m, perfettamente pura e priva di salti di frequenza anche meglio di come è possibile averla da un quarzo di 40 m. Quando il trasmettitore è bene stabilizzato, è possibile ricevere in tutte le guise con l'ordinario schema a reazione, senza che vi sia necessità di ricorrere alla superreazione per appiattire la curva di risonanza, come accade invece quando vi sono salti bruschi di frequenza.

Manovrando il condensatore *C* (fig. 10), non si riesce mai ad ottenere salti di frequenza. Naturalmente, come avviene per il quarzo, anche la frequenza della tormalina è influenzata dalle alterazioni del circuito anodico ma non si producono variazioni brusche. Condizione indispensabile a tale scopo è che le facce del cristallo siano rigorosamente piane.

Il coefficiente di temperatura degli oscillatori a tormalina è circa del 10 % più grande di quello medio del quarzo (1); con una serie di misure, si è ottenuto il valore $-46{,}6 \cdot 10^{-6}$ Hertz tra $20^0$ e $60^0$. Affinchè la frequenza rimanga esattamente costante, è naturalmente necessario adoperare un termostato, ma la spesa relativa è trascurabile di fronte a quella degli stadi duplicatori ed amplificatori che occorrono per i quarzi, tanto più che si consegue una grandissima semplificazione di tutto l'impianto.

Per un trasmettitore ordinario, si può senz'altro fare a meno del termostato, poichè la variazione di frequenza della tormalina segue con perfetta continuità quella della temperatura, mentre i salti bruschi che si producono negli oscillatori a quarzo possono facilmente far perdere il collegamento con la stazione ricevente.

Le caratteristiche della tormalina, illustrate nel presente lavoro, possono dunque riuscire utili sia per le ricerche sperimentali sia per le applicazioni pratiche.

---

(1) H. Straubel, *Zeitschr. f. Hochfrequenztechnik*, **38**, 22-24, 1931.

Esprimo profonda gratitudine alla Ditta Karl Zeiss per la costruzione degli apparecchi. Senza il suo vivo interessamento non sarebbe stato in particolare possibile superare le difficoltà inerenti alla costruzione del piccolo oscillatore funzionante sull'onda di m 1,20.

HARALD STRAUBEL
(DELL' ISTITUTO FISICO-TECNICO DELL' UNIVERSITÀ DI JENA)

(Trad. dell' ing. U. TIBERIO)

# Tabella di ripartizione delle bande di frequenza

## tra 30 e 60.000 kc/s (30.000 e 5 m.)

## annessa all'articolo 7 del Regolamento radioelettrico di Madrid.

Si crede utile di pubblicare qui di seguito la nuova tabella di ripartizione delle bande di frequenza, stabilita dalla Conferenza Radiotelegrafica, che ebbe luogo a Madrid nell'autunno scorso.

Essa differisce notevolmente da quella precedente di Washington, specialmente per quanto riguarda le gamme delle onde mediocorte e medie, nelle quali vengono notevolmente aumentate, per la regione europea, le bande assegnate alla radiodiffusione.

Nella nuova tabella risultano altresì aumentate le bande a distribuzione regionale, rispetto a quelle a distribuzione mondiale; segno evidente, questo, delle difficoltà che si incontrarono e che si dovettero superare, per raggiungere un accordo soddisfacente per tutti i servizi.

È da augurarsi che essa, a differenza della precedente tabella stabilita a Washington, venga rigorosamente rispettata ed osservata.

| Frequenza kc/s | Lunghezza d'onda m | SERVIZI | | |
|---|---|---|---|---|
| | | Ripartizione generale | Accordi regionali | |
| | | | Regione europea (*) | Altre regioni |
| 10-100 | 30000-3000 | Servizi fissi. | | |
| 100-110 | 3000-2727 | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. | | |
| 110-125 | 2727-2400 | Servizi mobili. | | |
| 125-150 (1) | 2400-2000 | Servizi mobili marittimi (esclusivamente aperti alla corrispondenza pubblica). | | |
| 150-160 | 2000-1875 | Servizi mobili. | | |

(Segue)

| Frequenza kc/s | Lunghezza d'onda m | SERVIZI | | |
|---|---|---|---|---|
| | | Ripartizione generale | Accordi regionali | |
| | | | Regione europea | Altre regioni |
| 160-285 | 1875-1053 | | 160-240 (1875-1250) Radiodiffusione. (3)<br>240-255 (1250-1176)<br>*a*) Servizi non aperti alla corrispondenza pubblica.<br>*b*) Radiodiffusione. (2) (3)<br>255-265 (1176-1132)<br>*a*) Aeronautica.<br>*b*) Radiodiffusione. (2) (3)<br>265-285 (1132-1053) Aeronautica. | 160-194 (1875-1546) *a*) Fissi. - *b*) Mobili.<br>194-285 (1546-1053)<br>*a*) Aeronautica.<br>*b*) Servizi fissi non aperti alla corrispondenza pubblica.<br>*c*) Servizi mobili eccettuate le stazioni commerciali navali. (4) |
| 285-290 (5) | 1053-1034 | | Aeronautica. | Radiofari. |
| 290-315 (5) | 1034-952 | Radiofari | Radiofari marittimi. | |
| 315-320 (5) | 952-937,5 | | Radiofari marittimi. | Aeronautica. |
| 320-325 | 937,5-923 | | Aeronautica. | *a*) Aeronautica.<br>*b*) Servizi mobili non aperti alla corrispondenza pubblica. |
| 325-345 (6) | 923-870 | Aeronautica. | | |
| 345-365 | 870-822 | | Aeronautica | *a*) Aeronautica.<br>*b*) Servizi mobili non aperti alla corrispondenza pubblica. |
| 365-385 | 822-779 | *a*) Radiogoniometria.<br>*b*) Servizi mobili, a condizione di non disturbare la radiogoniometria, ed escluse le stazioni costiere che impiegano le onde del tipo *B*. | | |

*(Segue)*

| Frequenza kc/s | Lunghezza d'onda m | SERVIZI | | |
|---|---|---|---|---|
| | | Ripartizione generale | Accordi regionali | |
| | | | Regione europea | Altre regioni |
| 385-400 | 779-750 | | Servizi non aperti alla corrispondenza pubblica. | Servizi mobili. |
| 400-460 | 750-652 | Servizi mobili. | | |
| 460-485 | 652-619 | Servizi mobili per le onde dei tipi $A_1$ e $A_2$ solamente. | | |
| 485-515 (7) | 619-583 | Servizi mobili. (Soccorso, chiamata ecc.). | | |
| 515-550 (8) | 583-545 | Servizi non aperti alla corrispondenza pubblica. Onde $A_1$ e $A_2$ solamente. | | |
| 550-1500 (9) (10) | 545-200 | *a*) Radiodiffusione.<br>*b*) Onde di 1364 kc/s (220 m) $A_1$, $A_2$ e $B$ esclusivamente per i servizi mobili. | | |
| 1500-1715 (11) (14) | 200-175 | | 1500-1530 (200-196)<br>*a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili.<br>$A_1$ e $A_2$ solamente.<br>1530-1630 (196-184) Servizi mobili. $A_1$, $A_2$, $A_3$. (12)<br>1630-1670 (184-180) Onda di chiamata mobile marittima. ($A_3$ solamente). (13)<br>1670-1715 (180-175) Mobili marittime. ($A_3$ solamente). | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. |
| 1715-2000 | 175-150 | | 1715-1925 (175-156)<br>*a*) Radioamatori.<br>*b*) Servizi fissi.<br>*c*) Servizi mobili.<br>1925-2000 (156-150)<br>*a*) Radioamatori.<br>*b*) Servizi mobili marittimi.<br>($A_3$ solamente). | *a*) Radioamatori.<br>*b*) Servizi fissi.<br>*c*) Servizi mobili. |

*(Segue)*

| Frequenza kc/s | Lunghezza d'onda m | SERVIZI | | |
|---|---|---|---|---|
| | | Ripartizione generale | Accordi regionali | |
| | | | Regione europea | Altre regioni |
| 2000-3500 | 150-86 | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. | | |
| 3500-4000 | 86-75 | *a*) Radioamatori.<br>*b*) Servizi fissi.<br>*c*) Servizi mobili. | | |
| 4000-5500 | 75-54,5 | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. | | |
| 5500-5700 | 54,5-52,7 | Servizi mobili. | | |
| 5700-6000 | 52,7-50 | Servizi fissi. | | |
| 6000-6150 | 50-48,8 | Radiodiffusione. | | |
| 6150-6675 | 48,8-45 | Servizi mobili. | | |
| 6675-7000 | 45-42,8 | Servizi fissi. | | |
| 7000-7300 | 42,8-41 | Radioamatori. | | |
| 7300-8200 | 41-36,6 | Servizi fissi. | | |
| 8200-8550 | 36,6-35,1 | Servizi mobili. | | |
| 8550-8900 | 35,1-33,7 | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. | | |
| 8900-9500 | 33,7-31,6 | Servizi fissi. | | |
| 9500-9600 | 31,6-31,2 | Radiodiffusione. | | |

*(Segue)*

| Frequenza kc/s | Lunghezza d'onda m | SERVIZI | | |
|---|---|---|---|---|
| | | Ripartizione generale | Accordi regionali | |
| | | | Regione europea | Altre regioni |
| 9600-11000 | 31,2-27,3 | Servizi fissi. | | |
| 11000-11400 | 27,3-26,3 | Servizi mobili. | | |
| 11400-11700 | 26,3-25,6 | Servizi fissi. | | |
| 11700-11900 | 25,6-25,2 | Radiodiffusione. | | |
| 11900-12300 | 25,2-24,4 | Servizi fissi. | | |
| 12300-12825 | 24,4-23,4 | Servizi mobili. | | |
| 12825-13350 | 23,4-22,4 | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. | | |
| 13350-14000 | 22,4-21,4 | Servizi fissi. | | |
| 14000-14400 | 21,4-20,8 | Radioamatori. | | |
| 14400-15100 | 20,8-19,85 | Servizi fissi. | | |
| 15100-15350 | 19,85-19,55 | Radiodiffusione. | | |
| 15350-16400 | 19,55-18,3 | Servizi fissi. | | |
| 16400-17100 | 18,3-17,5 | Servizi mobili. | | |
| 17100-17750 | 17,5-16,9 | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. | | |
| 17750-17800 | 16,9-16,85 | Radiodiffusione. | | |

(Segue)

| Frequenza kc s | Lunghezza d'onda m | SERVIZI | | |
|---|---|---|---|---|
| | | Ripartizione generale | Accordi regionali | |
| | | | Regione europea | Altre regioni |
| 17800-21450 | 16,85-14 | Servizi fissi. | | |
| 21450-21550 | 14-13,9 | Radiodiffusione. | | |
| 21550-22300 | 13,9-13,45 | Servizi mobili. | | |
| 22300-24600 | 13,45-12,2 | *a*) Servizi fissi.<br>*b*) Servizi mobili. | | |
| 24600-25600 | 12,2-11,7 | Servizi mobili. | | |
| 25600-26600 | 11,7-11,27 | Radiodiffusione. | | |
| 26600-28000 | 11,27-10,7 | Stazioni fisse. | | |
| 28000-30000 | 10,7-10 | *a*) Radioamatori.<br>*b*) Esperienze. | | |
| 30000-56000 | 10-5,35 | Non riservate. | | |
| 56000-60000 | 5,35-5 | *a*) Radioamatori.<br>*b*) Esperienze. | | |

(1) L'onda di 143 kc/s (2.100 m) è l'onda di chiamata delle stazioni mobili che utilizzano delle onde lunghe persistenti.

(2) Le amministrazioni europee si accorderanno tra di loro per inserire nella banda tra 240 e 265 kc/s (1250 a 1132 m) quelle stazioni di radiodiffusione che, in dipendenza della loro posizione geografica, non disturberanno i servizi non aperti alla corrispondenza pubblica ed i servizi aerei. D'altra parte, questi servizi si organizzeranno in modo da non disturbare la ricezione delle stazioni di radiodiffusione così scelte, nei limiti dei territori nazionali di queste stazioni.

(3) I servizi aperti alla corrispondenza pubblica non saranno ammessi nelle bande destinate alla radiodiffusione comprese tra 160 e 265 kc/s (1875 e 1132 m), neanche basandosi sulle disposizioni dell'art. 7, § 1 del Regolamento già citato.

(4) La banda di frequenza di 160 a 265 kc/s (1875 a 1132 m) è egualmente attribuita all'Australia ed alla Nuova Zelanda per la radiodiffusione come distribuzione regionale. Le amministrazioni di questi due paesi sono d'accordo per collocare le stazioni, che trasmetteranno su questa banda, in modo da evitare dei disturbi con gli altri servizi nelle altre regioni.

(5) Una banda di 30 kc/s di larghezza, compresa tra i limiti di 285 e 320 kc/s (1053 e 937,5 m) è collocata in ogni regione al servizio dei radiofari. Nella regione europea, questa banda è riservata ai soli radiofari marittimi.

(6) L'onda di 333 kc/s (900 m) è un'onda internazionale di chiamata dei servizi aerei.

(7) L'onda di 500 kc/s (600 m) è l'onda internazionale di chiamata e di soccorso. L'impiego di questa onda è definito dagli art. 19 e 30.

(8) Le amministrazioni europee si intenderanno tra di esse per collocare nella banda tra 540 e 550 kc/s (556 a 545 m) quelle stazioni di radiodiffusione che, in dipendenza della loro posizione geografica, non disturberanno nè i servizi mobili nella banda di 485 a 515 kc/s (619 a 583 m), nè i servizi non aperti alla corrispondenza pubblica nella banda da 515 a 550 kc/s (583 a 545 m).

Tuttavia i servizi non aperti alla corrispondenza pubblica si organizzeranno per non disturbare la ricezione delle stazioni di radiodiffusione così scelte, nei limiti dei territori nazionali di queste stazioni.

(9) I servizi mobili possono utilizzare la banda da 550 a 1300 kc/s (545 a 231 m), alla condizione di non disturbare i servizi di un paese che utilizza questa stessa banda per la radiodiffusione.

(10) Sulla frequenza di 1364 kc/s (220 m) le onde del tipo *B* sono interdette dalle ore 18 alle 23 (ora locale) in tutte le

regioni ove il loro impiego è suscettibile di disturbare la radiodiffusione. Tuttavia nella regione dell'America del Nord, sono autorizzate durante queste ore le sole onde del tipo $A_1$.

(11) La frequenza di 1650 kc s (182 m) è un'onda di chiamata per il servizio mobile di radiotelefonia per i piccoli battelli. Questa onda di chiamata non è obbligatoria, e la data, alla quale essa diverrà obbligatoria per ciascun paese, sarà determinata con regolamentazione interna.

(12) Di massima, questa banda di frequenza è riservata al servizio telefonico con le stazioni delle navi di piccola potenza. I paesi europei, le cui navi utilizzano questo tipo di comunicazione, eviteranno, finchè è possibile, l'uso della telegrafia in questa banda nelle regioni vicine a quelle ove tale servizio telefonico è impiegato.

(13) Nessun traffico potrà farsi nella banda da 1630 a 1670 kc/s (184 a 180 m).

La chiamata sull'onda di 1650 kc/s (182 m) non è obbligatoria; la sua messa in vigore per ciascun paese sarà determinata con regolamentazione interna.

(14) Nell'interno dell'Europa, le bande di frequenza da 1530 a 1630 kc/s e da 1670 a 1715 kc/s (196 a 184 m e 180 a 175 m) possono essere utilizzate da servizi fissi a piccola distanza, a condizione di non recare disturbo ai servizi mobili.

(*) La regione europea è definita al Nord e all'Ovest dai limiti naturali dell'Europa, all'Est dal meridiano 40° Est di Greenwich ed al Sud dal parallelo 30° Nord, in modo da conglobare la parte occidentale dell'U. R. S. S. e i territori che costeggiano il Mediterraneo ad eccezione delle parti dell'Arabia e dell'Hegiaz, che si trovano comprese in questo settore.

(**) Oltre alle deroghe previste nelle note precedenti, una Conferenza europea, che avrà luogo prima dell'entrata in vigore del presente Regolamento, potrà decidere eccezionalmente di annettere al suo protocollo alcune delle deroghe particolari, che essa avrà potuto decidere nelle bande regionali e che stimerà dovervi far figurare.

# RECENSIONI

**Ingegnosi circuiti nei nuovi radio ricevitori.** (Ingenious circuits in new radio receivers). *Electronics*, v. 5, n. 5, nov. 1932, pp. 330-331.

Descrizione delle ultime innovazioni nei radio ricevitori, quali il controllo automatico silenzioso e il controllo di volume acusticamente compensato, l'aumento delle note più basse e più alte a basso volume, ecc. Diagrammi dimostranti il modo con il quale le frequenze elevate e quelle basse sono fatte risaltare a basso volume. Circuiti di controllo.

---

**Antenne direttive per stazioni radiodiffonditrici.** (Directive antennae for broadcast stations). RAYMOND M. WILMOTTE. *Electronics*, dicembre 1932, pp. 362-364, fig. 6.

La sostituzione dell'antenna della stazione WFLA (Florida) con una antenna direttiva, ha permesso di portare la potenza da 250 a 1000 watt, senza causare interferenze con la stazione WTMJ lavorante sulla stessa onda. Grafici della radiazione dei due tipi di antenna; risultati ottenuti; problemi relativi.

---

**Sulla costruzione dei condensatori avvolti.** (Ueber den Aufbau von Wickelkondensatoren). L. LINDER. *Zeit. für Fernmeldtechnik*, v. 13, n. 10, ottobre 1932, pp. 145-148.

Costruzione dei condensatori in carta. Proprietà dei materiali degli elettrodi ed analisi della influenza della resistenza dei fogli.

---

**I complessi antiparassiti ed il loro impiego.** (Les blocs anti-parasites et leur emploi). P. HERMANDINQUER. *Nature*, n. 2888, 1 sett. 1932, pp. 218-225.

Vari tipi di radiodisturbi e di filtri antiparassiti. Come nascono i disturbi dagli apparecchi elettrici. Adattamento dei ricevitori allo scopo di eliminare i radio disturbi.

---

**Teoria dei filtri passa banda per radio ricevitori.** (Theory of band-pass filters for radio receivers). C. W. OATLEY. *Wireless Engineer and Exp. Wireless*, v. 9, n. 11, nov. 1932, pp. 608-614.

Analisi teorico-matematica riguardante i filtri a due stadi simmetrici accoppiati a resistenza e reattanza.

**Nota sulla misure di impedenza.** (Note on impedence measurement). A. T. STARR. *Wireless Engineer and Exp. Wireless*, v. 9, n. 11, nov. 1932, pp. 615-617.

Attrezzatura americana per misure di impedenza. Uso di braccia induttive nel ponte di Wheatstone. Errori e correzione.

**Nuovo tipo di aereo direttivo.** (New tipe of directive aerial). T. WALMSLEY. *Wireless Engineer and Exp. Wireless*, v. 9, n. 11, nov. 1932, pp. 622-625.

Analisi di un nuovo tipo di aereo direttivo presentante diverse innovazioni. Diagrammi relativi.

**Un nuovo materiale per bobine ad alta frequenza.** (Ein neuer Werkstoff fuer Hochfrequenzspulen). *Elektrotechnische Zeitschrift*, a. 53, n. 50, 15 dicembre 1932, p. 206.

Proprietà e caratteristiche di un nuovo materiale, detto «Ferrocart», che usato come nucleo di bobine ad alta frequenza eviterebbe le perdite per dispersione. Il nuovo materiale é composto di particelle magnetiche isolate fra loro.

**Gli impianti radiotelegrafici tedeschi per il servizio transoceanico.** (Die deutschen Anlagen fuer den drahtlosen Ueberseeverker). W. HAHN. *Elektrotechnische Zeitschrift*, a. 53, n. 50, 15 dicembre 1932, pp. 1197-1201, fig. 10.

Cenni sulle principali linee di collegamento telegrafico senza fili con l'Oriente, l'Africa e l'America. Caratteristiche e particolari degli impianti tedeschi per tale servizio.

**L'energia irradiata dal dipolo con riflettore.** (Die Strahlungsenergie der Dipolantenne mit Reflektor). J. LABUS. *Elektrische Nachrichten Technik*, v. 9, n. 8, agosto 1932, pp. 319-322.

Energia irradiata dal dipolo con riflettore. Analisi e risultati sperimentali mostranti che con eccitazione esterna del riflettore si ottiene un raddoppiamento dell'intensità del campo in una direzione e il completo smorzamento nella direzione opposta. L'energia irradiata risulta doppia di quella dell'antenna senza riflettore.

**Efficace eliminazione dell'attenuazione nella radio diffusione mediante opportuna formazione dell'antenna trasmittente.** (Wirksame Bekaempfung des Nahschwundes im Rundfunk durch Sendeantennegebilde bestimmter Form). H. HARBICH e W. HAHNEMANN. *Elektr. Nachrichten-Technik*, v. 9, 10, ottobre 1932, pp. 371-376.

Procedimento per combattere efficacemente l'attenuazione delle trasmissioni a breve distanza, basato su strutture di antenne di determinata forma. Sviluppo del diagramma di radiazione verticale. Caratteristiche della nuova antenna. Esperimenti e loro risultati.

**Ricerche quantitative sul fenomeno della risonanza acustica.** (Quantitative Untersuchungen der akustischen Mitnahmeerscheinung). S. CHAIKIN. *Elektrische Nachrichten Technik*, v. 9, n. 10, ottobre 1932, pp. 376-382.

Esperimenti su sistemi vibranti meccanicamente con retroazione basata sull'accoppiamento meccanico di microfono e telefono, attraverso il diaframma, e sull'accoppiamento reciproco attraverso valvole.

**Analisi Fourier di alte frequenze modulate.** (Die Fourieranalyse modulierter Hochfrequenz). M. GRUETZMACHER. *Elektrische Nachrichten Technik*, v. 8, n. 11, nov. 1932, pp. 476-480.

Metodi e attrezzatura simili a quelle in uso per l'analisi delle frequenze vocali, impiegati nell'analisi di alte frequenze modulate. Risultati di misure.

**Calcolo diretto dei circuiti accoppiati accordati.** (Direct solution of coupled tuned circuits). L. A. KELLEY. *Electrical Eng.*, v. 51, n. 11, nov. 1932, pp. 789-794.

Sviluppo di un procedimento per il calcolo facile e preciso delle caratteristiche di trasmissione di circuiti accordati, accoppiati, in condizioni pratiche di funzionamento. Il metodo, particolarmente studiato per i circuiti relativi alle comunicazioni, può essere applicato in generale ai circuiti del tipo indicato.

---

**Oscillatore a magnetostrizione producente suoni intensi udibili; effetti ottenuti.** (Magnetostriction oscillator producing intense audible sound and some effects obtained). N. GAINES. *Physics.* v. 3, n. 5, nov. 1932, pp. 209-229.

Apparecchio capace di spingere le oscillazioni di magnetostrizione del nichel, al limite della sua resistenza meccanica.

---

**Su alcuni procedimenti destinati alla stabilizzazione di frequenza nei radio-oscillatori.** (Sur quelques procédés destinés à stabiliser la fréquence de radio-oscillateurs). M. BRUZAU. *Onde électrique*, v. 11, n. 129, sett. 1932, pp. 296-314.

L'analisi mostra e l'esperienza prova che la frequenza dell'oscillazione è indipendente dal valore della resistenza negativa se, in serie ad essa, è introdotta una induttanza di adatto valore che compensi esattamente le perdite nelle due branche dei circuiti oscillanti.

---

**Campo magnetico di solenoide oscillante a radiofrequenza.** (Magnetic field of solenoid oscillating at radio frequencies). O. STUHLMANN, JR. e S. GITHENS. *Rev. Scient. Instruments*, v. 3, n. 10, ott. 1932, pp. 561-571.

Ricerche per verificare se il campo magnetico in una bobina, quando è eccitata a radiofrequenza, è analogo a quello risultante quando si eccita a corrente continua. Caratteristiche degli apparecchi e dei solenoidi sperimentati.

---

**Modo di vibrazione di piastre di quarzo piezoelettrico mostrato dall'interferometro.** (Modes of vibration of quarz piezo-electric plates as revealed by interferometer). W. D. DYE. *Proc. Royal Society*, v. 138, n. 4834, 1 ottobre 1932, pp. 1-16, 2 tav.

Ricerche sui movimenti che si presentano nelle piastre di diversa forma, quando vibrano in ciascuna delle loro numerose frequenze di risonanza.

---

**Condensatori a capacità variabile per moderni ricevitori.** (Gang condensers of variable capacity for modern receiver) E. D. KOEPPING. *Radio Engineers*, v. 12, n. 9, sett. 1932, pp. 7-10.

Confronto fra l'accordo a induttanza e l'accordo a capacità nei radioricevitori.

---

**Misure di modulazione e distorsione mediante l'oscillografo a raggi catodici.** (Modulation and distortion measurements by means of cathode ray oscilloscope). S. BAGNO e S. S. EGERT. *Radio Engineers*, v. 12, n. 11 novembre 1932, pp. 7-9.

Dati e registrazioni fotografiche relative all'uso dell'istrumento nelle stazioni radiodiffonditrici. Attrezzatura completa per esperienze alla stazione trasmittente WLTH. Tavola mostrante diversi procedimenti di modulazione sperimentale.

---

**Radiomisure.** (Radio measurements). N. WELLS. *Electr. Rev.*, v. 111, n. 3869, 18 novembre 1932, pp. 786-787.

Applicazioni del sistema decibel. Definizione del decibel. Filtri e amplificatori. Resistenza equivalente di carico. Uso del voltometro.

---

**Sull'assorbimento di onde elettriche corte nei gas ionizzati.** (Ueber die Absorption kurzer elektrischer Wellen in ionisierten Gasen). O. BETZ. *Annalen der Physik*, v. 15, n. 3, nov. 1932, pp. 321-344.

Esperimenti sull'assorbimento di onde corte in gas ionizzati per provare l'esistenza della radiazione ad onda lunga dell'atomo di idrogeno. Risultati delle esperienze e loro analisi.

---

**Su un procedimento per misure di smorzamento nei circuiti oscillanti.** (Uber ein Verfahren zur Daempfungsmessung an Schwingungskreisen). V. PETRZILKA e W. FEHR. *Zeit. für Technische Physik*, v. 13, n. 10, 1932, pp. 472-475.

Metodo basato sull'impiego di un oscillatore stabilizzato a quarzo in circuito Pierce. I risultati sono indipendenti dal grado di accoppiamento tra oscillatore e circuito misurato.

**Misure di smorzamento su bobine a ferro.** (Daempfungs-messungen an Spulen mit Eisenkern). H. FRUEHAUF. *Hochfrequenztechnik und Elektroakustik*, v. 40, n. 6, dicembre 1932, pp. 214-217, fig. 8.

Misure sulla resistenza di smorzamento e sulla resistenza di risonanza di circuiti oscillanti con bobine ad aria e a nucleo di ferrocart. Confronto dei risultati.

**Sul comportamento dei filtri d'onda caricati con reattanze a nucleo di ferro saturato.** (Uber das Verhalten von Wellenfiltern bei Belastung durck gesaettigte Eisendrosseln). H. WASSMANN. *Archiv. für Elektrotechnik*, v. 26, n. 11, novembre 1932, pp. 745-754.

Metodo analitico grafico per la determinazione delle armoniche principali. Esempi. Confronto dei risultati calcolati con quelli sperimentali.

**Metodo per misure di alte resistenze ad alta frequenza.** (Method for measurement of high resistance at high frequency). P. B. TAYLOR. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 11, nov. 1932, pp. 1802-1806, fig. 1.

Descrizione di un semplice metodo per misure di precisione di alta resistenza a radio frequenza con una capacità e una piccola resistenza di valori noti.

**Stabilizzazione a cristallo applicata all'oscillatore dynatron.** (Crystal control applied to dynatron oscillator). K. A. MACKINNON. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 11, nov. 1932, pp. 1689-1714, fig. 26.

L'oscillatore dinatron, confrontato con gli oscillatori ad accoppiamento reattivo, presenta maggiore stabilità di frequenza cioè la sua frequenza è molto più indipendente dalla variazione delle tensioni degli elettrodi. Applicazione del cristallo agli oscillatori dinatron. Misure della stabilità.

**Oscillatori magnetostatici per la generazione di onde ultracorte.** (Magnetostatic oscillators for generation of ultra-short waves). G. R. KILGORE. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 11, nov. 1932, pp. 1741-1751, fig. 16.

Oscillatore elettronico per la generazione di oscillazioni inferiori a 50 cm. Caratteristiche di lavoro dell'oscillatore per ottenere il massimo rendimento. Ricerche sperimentali sull'effetto della deviazione del campo magnetico e sulla sua importanza per ottenere la massima resa. Confronti di rendimento con l'oscillatore Barkhausen.

---

**Raddrizzatore rame-ossido usato per la radio rivelazione e per il controllo di volume automatico.** (Copper-Oxide rectifier used for radio detection and automatic volume control). L. O. GRONDAHL e W. P. PLACE. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 20, n. 10, ottobre 1932, pp. 1599-1614.

Nuovo rivelatore basato sulle proprietà rettificatrici dello strato limite tra rame e ossido di rame, formatosi sul metallo stesso ad alta temperatura. Il circuito corrispondente possiede il vantaggio che con esso è praticamente eliminata la distorsione armonica e lo stadio di amplificazione e che si ottiene automaticamente il controllo di volume.



*Direttore responsabile*: Prof. G. VANNI.

# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

**PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO**

**Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma** (117)

**Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447**

## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1933-XI

(LXXII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | 28,00 |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | 23,00 |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | 46,00 |
| Estero . . . . . | » | 75,00 |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

Anno 12° - N. 2-3. Marzo-Giugno 1933 - A. XI.

**ISPETTORATO DEL GENIO**

**DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO**

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## SOMMARIO:

— — Necrologio per la morte del Generale di brigata del genio in P. A. comm. ing. Cesare Bardeloni.

L. SACCO — Assunzione di Direzione del Bollettino R. T.

— — La visita di S. M. il RE all'Officina Militare di R. T. ed E. T.

G. GUASCO — Utilizzazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro nella trasmissione della parola a distanza *(continuazione e fine)*.

— — Recensioni.

**Condizioni per l'anno 1933**

**(Volume di oltre 240 p.)**

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

Abbonamento . . . . . L. 12
Un numero separato . . . . . » 3
Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati » 8

**Nei paesi dell'Unione postale**

Abbonamento . . . . . Franchi oro 10
Un numero separato . . . . » » 2

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Il giorno 26 marzo 1933-XI si è spento in Roma il

## Generale di brigata del Genio in P. A.

# comm. ing. CESARE BARDELONI

La sua figura è troppo nota ai radiotecnici italiani perchè debba essere illustrata ai lettori del " Bollettino „.

Tra i primissimi ufficiali che si dedicarono allo studio delle applicazioni militari della radiotecnica, capo del servizio radio durante molti anni, il generale BARDELONI per la versatilità della mente, per l'ingegno fervido e vivace, contribuì validamente allo sviluppo dei radiocollegamenti nel campo militare. Apparati da Lui ideati da quasi venti anni sono ancora oggi in servizio.

Nato nel 1872, laureatosi in ingegneria nel 1894, iniziava nello stesso anno il suo servizio militare nell' Arma del Genio. Assegnato agli Specialisti del Genio nel 1927, lasciava il servizio per limiti di età nel 1930.

Decorato di medaglia al valor militare e di numerose onorificenze estere, membro del Consiglio Nazionale delle Ricerche rappresentò, prima durante e dopo la guerra, il Ministero della Guerra e l' Arma sua in varie riunioni internazionali.

Alla Sua memoria inviamo un saluto commosso e deferente.

Anno 12° - N.i 2 e 3. Marzo-Giugno 1933 - A. XI.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

Diretto dal Col. L. SACCO

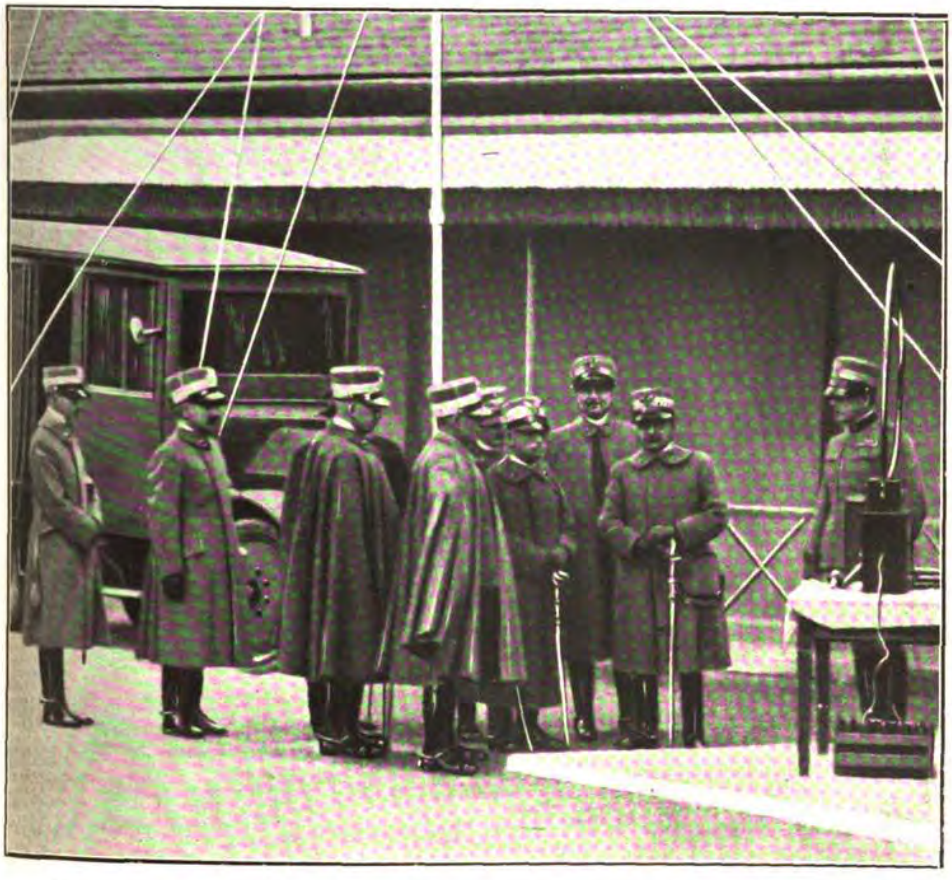
*Nominato Direttore del* " BOLLETTINO RADIOTELEGRAFICO DEL R. ESERCITO „, *porgo un deferente saluto al prof.* VANNI gr. Uff. GIUSEPPE, *che di questo periodico fu, nel 1922, il fondatore e che, durante dieci anni, ne fu autorevole direttore ed assiduo collaboratore.*

*Raggiunto dai limiti di età prescritti dalla Legge egli ha ora dovuto lasciare definitivamente il servizio attivo.*

*Il Bollettino R. T. del R. E. è orgoglioso di serbare nei suoi volumi le tracce della Sua opera di Maestro e di scienziato.*

IL COLONNELLO DEL GENIO
LUIGI SACCO

# La visita di S. M. il Re all' Officina Militare di R. T. ed E. T.



*Nel pomeriggio di sabato 15 gennaio 1933 - A. XI. alle ore 15,* **S. M. il Re,** *accompagnato dal Primo Aiutante di Campo generale, S. E. il Generale di Bernezzo, dall'Ammiraglio Miraglia e dal Colonnello Briganti, ha visitato l'officina Militare di R. T. ed E. T.*

*Erano a ricevere il Sovrano S. E. il Ministro della Guerra Generale Gazzera, l' Ispettore del Genio Generale Guidetti, il Direttore Superiore degli Specialisti del Genio Generale Guasco e il Direttore Principale dell' officina Colonnello Sacco.*

*S. M. il Re ha visitato attentamente gli apparecchi radio-campali in uso ed in esperimento, i laboratori dell' officina ed i reparti esperienze.*

*All' uscita, S. M. il Re è stato fatto segno ad una calorosa dimostrazione da parte delle maestranze dello stabilimento.*

# Utilizzazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro nella trasmissione della parola a distanza [1]

(Continuazione e fine, vedi fasc. 1, 1933).

**SOMMARIO.** — *Rapido sguardo alla vasta gamma delle radiazioni ondulatorie, considerando la loro costituzione e generazione e gli apparecchi di misura delle lunghezze d' onda. Trattazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro, e precisamente dei loro effetti, dei metodi seguiti per determinarne l'intensità energetica e la lunghezza d'onda e delle diverse proprietà che riguardano le fotocomunicazioni. Compendioso esame dei varii aspetti della fototecnica, della costituzione degli apparati e della loro possibilità di impiego.*

## SECONDA CONFERENZA.

### Radiazioni ultraviolette, visibili ed infrarosse dello spettro - Loro proprietà ed effetti - Sistemi di misura.

### 1. - RADIAZIONI DELLE COMUNI SORGENTI DI LUCE E LORO PROPRIETÀ FISICHE.

#### 1°) Generalità.

L'esperienza prova che tutte le comuni sorgenti di luce emettono promiscuamente radiazioni luminose, capaci cioè di eccitare la retina dell'occhio, e radiazioni oscure, che non posseggono la predetta peculiarità (Fig. 13).

Le radiazioni oscure, che dal colore violetto visibile si estendono verso i raggi X, prendono il nome di radiazioni ultraviolette, sono comprese nella gamma da 0,4 a 0,0136 micron ed hanno essenzialmente proprietà attiniche e fotoelettriche.

Le radiazioni oscure, che dal color rosso visibile si estendono verso le onde hertziane, prendono il nome di radiazioni infrarosse, sono comprese nella gamma da 0,8 a 314 micron ed hanno spiccate proprietà calorifiche, ed anche fotoelettriche.

(1) Conferenze tenute presso l' Istituto militare di r. t. ed e. t. nel settembre 1932-X, dal ten. generale GUASCO Comm. GIUSEPPE, al IV° Corso di Magistero di radiotecnica per insegnanti di Istituti e di Scuole industriali.

# RADIAZIONI DELLO SPETTRO.

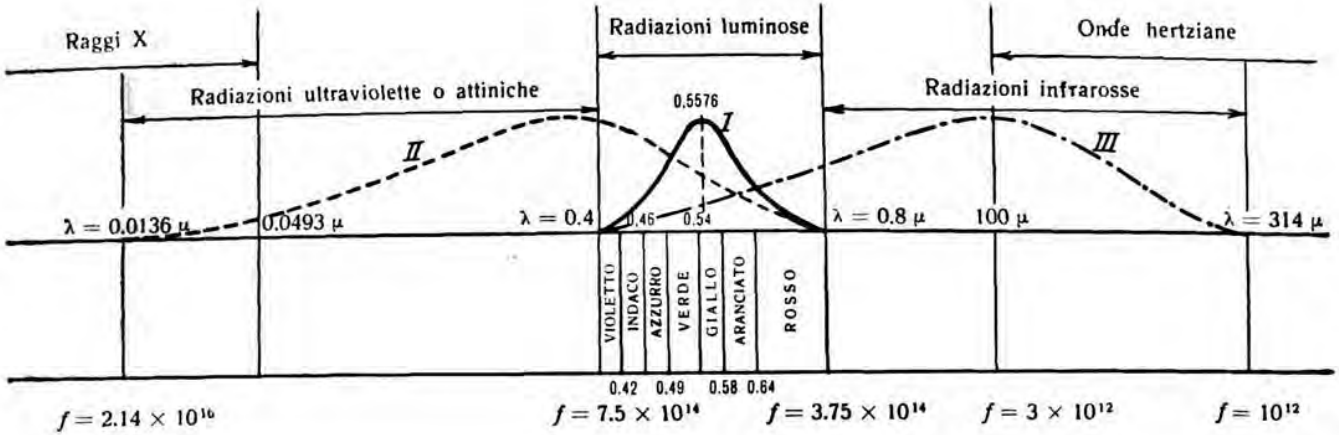



Figura 13.

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Rosso | da | 0.64 | ÷ 0.80 | micron |
| Aranciato | » | 0.58 | ÷ 0.64 | » |
| Giallo | » | 0.54 | ÷ 0.58 | » |
| Verde | » | 0.49 | ÷ 0.54 | » |
| Azzurro | » | 0.46 | ÷ 0.49 | » |
| Indaco | » | 0.42 | ÷ 0.46 | » |
| Violetto | » | 0.40 | ÷ 0.42 | » |

## 2°) Proprietà fisiche.

Le radiazioni visibili ed oscure hanno in massima le stesse proprietà fisiche, quali la riflessione, la rifrazione, la diffrazione, la diffusione, l'assorbimento, ecc. ma talune sono mutevoli col variare della lunghezza d'onda: ad esempio la rifrangibilità, l'assorbimento e la diffusione, ed aumentano notevolmente col diminuire della lunghezza d'onda, cioè man mano che si procede dal rosso verso l'ultravioletto.

La regione ultravioletta dello spettro solare è poco estesa e si arresta a 0,3 $\mu$, perchè la maggior parte dei raggi che la formano è assorbita dall'aria atmosferica, come lo prova il fatto seguente: quando il sole è molto alto sull'orizzonte, verso mezzogiorno, e per conseguenza i suoi raggi attraversano uno strato minimo d'aria, la regione ultravioletta dello spettro è molto più estesa che non alla sera, quando il sole, essendo più prossimo all'orizzonte, invia dei raggi obliqui che attraversano uno spessore di aria molto maggiore.

Le radiazioni infrarosse invece hanno un notevole potere di penetrazione, sopratutto quelle di minor lunghezza d'onda, vicine allo spettro visibile.

Il vetro comune è assai trasparente allo spettro visibile ed alle regioni adiacenti dell'ultravioletto e dell'infrarosso; invece i vetri all'ossido di nichel e all'ossido di manganese sono entrambi opachi allo spettro visibile, ma trasparenti, il primo alla porzione prossima dell'ultravioletto, il secondo a quella dell'infrarosso.

Il quarzo è molto trasparente allo spettro visibile, all'ultravioletto fino a $\lambda = 0{,}22\ \mu$ ed alla prima regione dell'infrarosso; nell'infrarosso medio presenta alcune bande di assorbimento (8,5; 9,02; 20,75 $\mu$); da 60 ad 80 $\mu$ è opaco; ridiviene invece molto trasparente per le maggiori lunghezze d'onda.

La fluorina (fluoruro di calcio) ed il salgemma si comportano come il quarzo, con la differenza che la loro trasparenza nell'ultravioletto si estende rispettivamente fino a 0,12 $\mu$ e 0,18 $\mu$.

Premesse le suddette generalità, inizio la trattazione delle radiazioni ultraviolette e dei loro effetti, soffermandomi particolarmente su quello fotoelettrico, sia per le nuove concezioni cui esso

ha dato luogo nel campo della fisica atomica, sia per le brillanti applicazioni che ne sono derivate nell'ambito delle radiazioni visibili ed invisibili.

## II. - RADIAZIONI ULTRAVIOLETTE.

### 1°) **Determinazione della gamma.**

Le radiazioni ultraviolette sono presenti nella luce dell'arco voltaico e dell'arco a vapori di mercurio. Lo Schumann, che per primo approfondí gli studi relativi a queste radiazioni, impiegò come sorgente di esse un tubo di scarica contenente idrogeno, dato che lo spettro di emissione dell'idrogeno è fra tutti quelli dei gas il più ricco di radiazioni nell'estremo ultravioletto e produce i raggi più intensi.

Per studiare il comportamento di queste radiazioni e definirne la posizione relativa, lo Schumann modificò notevolmente la costituzione degli spettroscopi (1). Egli cominciò con l'impie-

---

(1) Uno spettroscopio ordinario si compone essenzialmente di (Fig. 14):
- un collimatore fisso, costituito da una lente collimatrice $L_1$, nel cui fuoco è disposta una fenditura verticale $F$, regolabile in posizione ed in larghezza, la quale viene illuminata dalla luce da analizzare;
- un dispositivo di dispersione, costituito da uno o da più prismi $P$, disposti con lo spigolo rifrangente verticale;
- un cannocchiale $C$, mobile attorno al piede dello strumento, e provvisto di una lente $L_2$ con obbiettivo acromatico $O$.

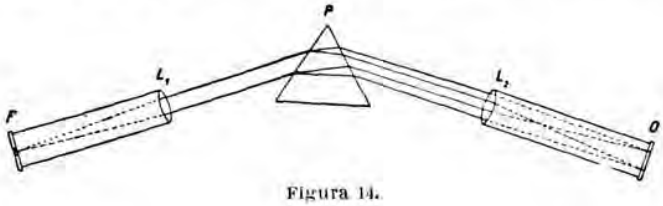



Figura 14.

Illuminando la fenditura con luce bianca o, in genere, composta, il fascio complesso che esce dal collimatore viene decomposto dal prisma nelle sue varie luci, che sono deviate più o meno, a seconda della minore o maggiore lunghezza d'onda. Nel piano focale dell'obbiettivo, perciò, si formano tante immagini della fenditura, quante sono le radiazioni monocromatiche della luce esaminata.

L'immagine spettrale così prodotta può essere sia osservata visualmente, sia riprodotta fotograficamente; nel primo caso, nel piano focale dell'obbiettivo viene disposto un oculare, nel secondo caso una lastra fotografica.

gare lenti e prismi di fluorina, al posto di quelli in quarzo, avendo riconosciuto che la fluorina è, fra le sostanze naturali, la più trasparente alle radiazioni corte.

Considerando poi che le radiazioni di piccola lunghezza d'onda vengono in buona parte assorbite dalla gelatina destinata a sostenere i sali d'argento delle lastre fotografiche, adoperate come mezzo di rivelazione, egli fabbricò emulsioni di bromuro d'argento a debole tenore di gelatina, le quali risultarono oltremodo sensibili alle radiazioni dell'estremo ultravioletto e del tutto insensibili alle radiazioni di lunghezza d'onda superiore a 0,3 $\mu$; esse costituiscono tuttora il mezzo obbligatorio per lo studio delle radiazioni più corte.

Allo scopo, infine, di evitare le difficoltose regolazioni dipendenti dalla presenza dell'aria, lo Schumann, dopo avere praticato il vuoto, dispose lo spettroscopio in un involucro a chiusura ermetica così perfetta, che le operazioni di carattere ottico e meccanico potevano essere effettuate dall'esterno, senza provocare penetrazione d'aria.

Adoperando lastre fotografiche sensibilizzate come sopra è detto, egli potè spingere le osservazioni fino alla lunghezza d'onda di 0,12 $\mu$, corrispondente al limite di trasparenza della fluorina. Questo apparecchio però riuscì solo adatto per l'esplorazione generale dell'estremo ultravioletto, poichè esso non si prestava affatto per la determinazione precisa della rispettiva gamma di onda, non essendo noto il valore del potere dispersivo della fluorina in quella regione.

Il fisico americano Lyman ideò un altro spettroscopio, munito pure di involucro e di comandi esterni, funzionante nel vuoto, oppure in una atmosfera di idrogeno. Il prisma e le lenti di fluorina vennero sostituiti con un reticolo di diffrazione avente 591 fenditure per mm, costituito da un metallo chiamato « speculum » (68 $^0/_0$ di rame, 32 $^0/_0$ di zinco) dotato di notevole potere riflettente per l'estremo ultravioletto.

Con detto apparecchio, impiegando le stesse sorgenti di energia usate dallo Schumann, il Lyman, dopo aver stabilito il potere dispersivo della fluorina e controllato il grado di precisione delle misure fatte dal suo predecessore, spinse l'esame delle radiazioni fino a 0,05 $\mu$ (Fig. 15).

Infine l'americano Millikan, servendosi di potenti scariche elettriche nel vuoto e con tensioni superiori ad un milione di volt, trovò righe spettrali di emissione fino alla lunghezza d'onda di 0,0136 $\mu$; questo è il valore più basso finora raggiunto con l'eccitazione termica od elettrica della materia.

### 2°) **Effetti delle radiazioni ultraviolette.**

Gli effetti di queste radiazioni si possono così classificare:

*A)* di luminescenza (fluorescenza e fosforescenza);
*B)* chimici;
*C)* fisiologici;
*D)* elettrici;
*E)* fotoelettrici esterni normali;
*F)* fotoelettrici esterni selettivi.

*A)* EFFETTO DI LUMINESCENZA.

Com'è ben noto, chiamasi luminescenza la proprietà che hanno alcune sostanze di emettere luce allorquando sono colpite dalle radiazioni.

La luminescenza prende il nome di fluorescenza, se la emissione di luce da parte delle citate sostanze cessa al cessare della causa eccitatrice; prende il nome di fosforescenza, se la emissione di luce persiste per un certo tempo anche quando è cessata la causa eccitatrice.

I raggi ultravioletti sono molto efficaci per mettere in evidenza i fenomeni di luminescenza.

Inviando, infatti, un fascio di raggi ultravioletti sopra una soluzione acquosa di solfato di chinina, tale soluzione acquista per fluorescenza una delicata colorazione celeste chiaro; così pure, inviando lo stesso fascio di luce sopra soluzioni acquose di eosina diversamente concentrate, si manifestano brillanti fenomeni di fluorescenza in diverse gamme di colore arancione.

Le sostanze idonee ai fenomeni di fosforescenza sono i solfuri dei metalli alcalino-terrosi, tra cui il solfuro di calcio, il quale, quando è investito da un fascio di raggi ultravioletti, manifesta una brillante luce verde-pisello; il solfuro di bario, che offre una

## Distribuzione delle radiazioni dell'etere in ordine di frequenza crescente.

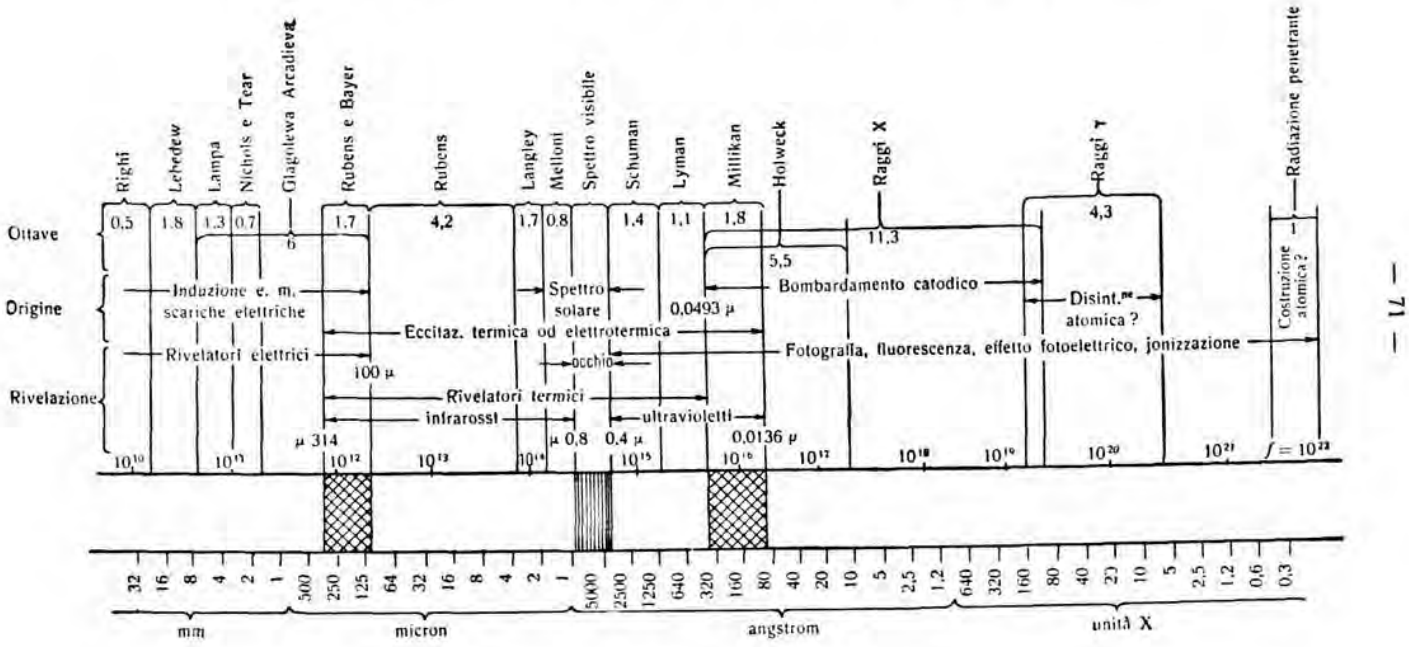



Figura 15.

luce rosso arancione, e infine, il solfuro di zinco che assume la colorazione verde.

È bene notare che, quando tali sostanze sono sottoposte all'azione dei raggi ultravioletti, poichè diventano sede di radiazioni luminose, vale a dire di lunghezza d'onda maggiore, nel processo di che trattasi si manifesta, in definitiva, un singolare fenomeno di conversione di frequenza da alta in bassa.

Anche l'occhio umano, se sottoposto all'azione dei raggi ultravioletti, subisce una forma di annebbiamento e, talvolta, di irritazione; ciò è dovuto alla fluorescenza del cristallino e degli umori in esso contenuti. Se l'azione dei raggi sull'occhio fosse prolungata, essa potrebbe essere causa di congiuntivite, o di lacrimazione, o di diminuzione dell'acuità visiva e del campo visivo.

*B)* EFFETTI CHIMICI.

Gli effetti chimici più noti delle radiazioni ultraviolette sono i seguenti:

- decomposizione dei sali d'oro e d'argento, utilizzata in fotografia (1); trasformazione dell'ossigeno dell'aria in ozono, utilizzata nell'igiene sanitaria; dissociazione, o fotolisi (2), di alcuni

---

(1) Per la fotografia con l'ultravioletto serve la comune lastra sensibile ai sali d'argento, quando non si debbano impiegare raggi di lunghezza d'onda inferiore a 0,2 $\mu$.

Dovendo scendere al disotto di questo limite, si ricorre a speciali lastre ordinarie alla gelatina-bromuro d'argento, molto ricche in argento e povere in gelatina, che sono meno sensibili delle lastre ordinarie alla luce visibile ed alla prima porzione dell'ultravioletto, ma sensibilissime, invece, per i raggi cortissimi.

Poichè questi ultimi sono facilmente assorbiti dal vetro, così la parte ottica deve essere costituita da quarzo o fluorina, impiegando appositi schermi per arrestare le radiazioni di maggiore lunghezza d'onda.

(2) La fotolisi è la decomposizione con la luce; con essa si possono decomporre la maggior parte delle sostanze organiche: alcooli, aldeidi, chetoni, zuccheri ecc. tanto allo stato solido che liquido o gassoso.

Questa decomposizione ha luogo sempre con uno sviluppo di gas che ricorda quello della fermentazione.

corpi e combinazione, o fotosintesi (1), dei loro elementi; decomposizione dei colori vegetali e proprietà catalitiche (2).

*C)* EFFETTI FISIOLOGICI.

Gli effetti fisiologici delle radiazioni ultraviolette si manifestano, tra l'altro, con l'azione battericida, di cui si fa larga applicazione nei processi di sterilizzazione delle acque e nel così detto colpo di sole, che consiste nell'irritazione più o meno intensa della nostra epidermide esposta a tali radiazioni con produzione del classico eritema che apparisce 10 ore dopo l'irradiazione. Da ciò l'uso delle radiazioni ultraviolette, saggiamente impiegate, per applicazioni terapeutiche contro determinate malattie della pelle.

*D)* EFFETTI ELETTRICI.

Gli effetti elettrici delle radiazioni ultraviolette furono scoperti da Hertz, che osservò come un fascio di tali radiazioni facilìti la scarica elettrica tra due sferette a cui sia applicata una d. d. p., diminuendo così la tensione esplosiva. Successivamente, Hallwacks e Righi misero in evidenza il fatto che una lastra metallica, elettrizzata negativamente, perde elettricità se viene colpita dalle radiazioni ultraviolette.

Da ciò il principio della fotoelettricità detta normale, che è insita in tutti i metalli.

*E)* EFFETTI FOTOELETTRICI ESTERNI NORMALI.

Il fenomeno fotoelettrico consiste in una emissione superficiale di cariche elettriche negative provocata dalla luce, e si divide in due categorie: normale e selettivo.

---

(1) Una caratteristica importante delle proprietà chimiche dei raggi ultravioletti è la loro reversibilità, dato che accanto alla fotolisi vi è la fotosintesi. Come si può determinare la decomposizione per es. del vapor d'acqua in idrogeno ed ossigeno, così si può inversamente ottenere la combinazione dei due gas idrogeno ed ossigeno con formazione d'acqua.

(2) Si dicono catalizzatori tutti quei corpi che possono accelerare o ritardare una reazione chimica senza prendervi parte diretta.

Per ben comprendere questo fenomeno, occorre premettere alcune nozioni sulla teoria atomica della materia.

α) *Teoria atomica.* - Qualunque corpo è formato di parti estremamente piccole, invisibili ai più forti ingrandimenti, che vennero chiamate atomi (1), perché si credeva che costituissero gli elementi indivisibili della materia.

Oggi invece si ammette che l'atomo è pure esso composto di parti ancora più piccole, di natura elettrica, che si chiamano protoni, se hanno una carica elettrica positiva, ed elettroni, se hanno una carica elettrica negativa, eguale per tutti (2) e dell'ordine di $10^{-27}$ coulomb.

Ogni atomo ha una parte centrale detta nucleo, contenente generalmente più protoni e più elettroni.

---

(1) Gli atomi sono leggerissimi: per es. occorrono 600 mila miliardi di miliardi di atomi di idrogeno per avere il peso di un grammo

$$(600\,000\,000\,000\,000\,000\,000\,000 = 6 \times 10^{23}).$$

(2) Il diametro di un atomo di idrogeno $d_H$ è uguale a 1 Angström = $= 10^{-7}$ mm; il diametro di un elettrone $d_e$ è uguale a $10^{-5}\, d_H = 10^{-12}$ mm = = 0,01 unità $X$, cioè è centomila volte più piccolo.

La massa di un atomo di idrogeno è: $m_H = 1{,}662 \times 10^{-24}$ gr; la massa di un elettrone è: $m_e = 9 \times 10^{-28}$ gr., da cui:

$$\frac{m_H}{m_e} = \frac{1{,}662 \times 10^{-24}}{9 \times 10^{-28}} = 0{,}1850 \times 10^4 = 1850$$

vale a dire che ci vogliono 1850 elettroni per ottenere il peso di un atomo di idrogeno.

Il peso di un atomo risulta sensibilmente eguale al peso dei suoi protoni; il numero atomico indica il numero degli elettroni periferici, che ruotano intorno al nucleo, secondo orbite circolari o ellittiche.

In tutta la materia dell'universo oggi conosciuta, si hanno 92 specie di atomi, i quali differiscono fra loro per il peso atomico che varia da 1 a 238 e per il numero atomico da 1 a 92. Dalla differenza anche di un solo elettrone periferico, nonchè dalla natura e distribuzione delle orbite percorse dagli elettroni periferici, sembrano dipendere le proprietà caratteristiche della materia.

In ogni atomo elettricamente neutro, il numero di protoni è eguale al numero di tutti gli elettroni, sia di quelli che stanno nel nucleo insieme ai protoni, e che perciò si chiamano nucleari, sia degli elettroni che ruotano liberi attorno al nucleo, e che si chiamano periferici (Fig. 16).

Così il più semplice atomo è quello di idrogeno, che ha il nucleo formato da un solo protone intorno a cui ruota un solo elettrone.

L'atomo neutro di elio ha il nucleo formato di 4 protoni e 2 elettroni; la carica positiva risultante di tale nucleo, + 2e, viene neutralizzata dalla carica globale negativa — 2e, dovuta ai 2 elettroni periferici rotanti intorno al nucleo.

Il litio è costituito da 6 protoni, 3 elettroni aggregati e 3 esterni.

Il sodio, il potassio, il rubidio, il cesio hanno rispettivamente 10, 18, 36, 54 elettroni esterni più vicini al nucleo ed un altro più lontano, detto elettrone ottico o di valenza. Nelle condizioni normali, gli elettroni non possono essere espulsi dagli atomi cui appartengono, se non mercè la spesa di una certa quantità di energia esterna.

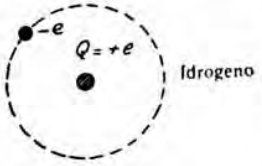
Ora, l'esperienza prova che, illuminando certe sostanze con una radiazione, per es. con un fascio di luce, si può determinare per ciascun atomo la espulsione dell'elettrone o degli elettroni isolati, a condizione che la frequenza di questa radiazione sia abbastanza elevata.

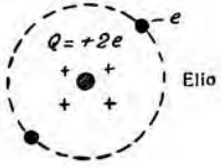
β) *Teoria di Planck e di Einstein.* - L'interpretazione dell'effetto fotoelettrico e delle sue leggi riesce semplice e intuitiva, se si ammette la teoria quantica dell'energia raggiante, la quale trova proprio in questa interpretazione una delle sue più brillanti conferme sperimentali.

La teoria dei quanti di luce, enunciata da Planck nel 1901 ed applicata all'effetto fotoelettrico da Einstein nel 1903, ammette la struttura discontinua dell'energia ed afferma che l'emissione dell'energia raggiante, in particolare della luce, avviene per mezzo di quantità discrete, cioè di quanti di luce, ciascuno dei quali reca con sè una provvista limitata di energia:

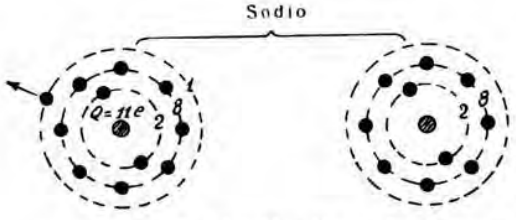
$$\varepsilon = hf,$$

# STRUTTURA DELL'ATOMO.

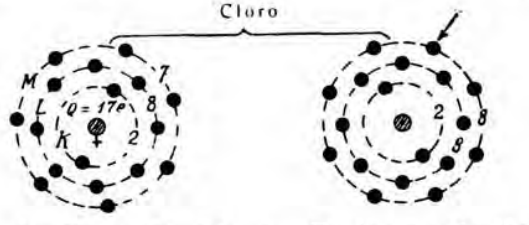



| | Nucleo | | Periferia | N° atomico | Peso atomico | $N = n_p - n_e = N_e$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | protoni $n_p$ | elettroni $n_e$ | elettroni $N_e$ | $N$ | $P = h_p$ | |
| Idrogeno . | 1 | 0 | 1 | 1 | 1,008 | 1 — 0 = 1 |
| Elio . . . | 4 | 2 | 2 | 2 | 4 | 4 — 2 = 2 |
| Litio . . . | 6 | 3 | 3 | 3 | 6,94 | 6 — 3 = 3 |
| | 7 | 4 | 3 | | | 7 — 4 = 3 |
| Sodio. . . | 23 | 12 | 11 | 11 | 23 | 23 — 12 = 11 |
| Magnesio . | 24 | 12 | 12 | 12 | 24,3 | 24 — 12 = 12 |
| | 25 | 13 | 12 | | | 25 — 13 = 12 |
| | 26 | 14 | 12 | | | 26 — 14 = 12 |
| Fosforo . . | 31 | 16 | 15 | 15 | 31 | 31 — 16 = 15 |




Atomo $Na = [2 + 8 + 1] = 11e$ Ione $Na = 2 + 8 = 10e$




Atomo $Cl = [2 + 8 + 7] = 17e$ Ione $\overline{Cl} = [2 + 8 + 8] = 18e$

Figura 16.

dove $h$ è la costante universale di Planck $= 6{,}55 \times 10^{-27}$ erg$\times$s ed $f$ la frequenza.

Il corpuscolo di energia $\varepsilon$ si chiama fotone, od atomo elementare di luce, ed è incapace di ulteriore suddivisione, in guisa che l'energia viene emessa secondo un numero intero $nhf$ di quanti e quindi varia in modo discontinuo secondo multipli successivi $hf$; $2hf$; $3hf$... del quanto elementare di azione.

Data quindi la frequenza $f$ della radiazione, è determinato il valore del quanto $\varepsilon$ di energia corrispondente.

Ad esempio, per la luce gialla del sodio, $\lambda = 0{,}576\ \mu$; $f = 5{,}20 \times 10^{14}$ c/s, $\varepsilon = hf = 6{,}55 \times 10^{-27} \times 5{,}2 \times 10^{14} = 3{,}27 \times 10^{-12}$ erg, vale a dire poco piú di 3 milionesimi di microerg; tale è il valore di quello che si chiama il fotone o atomo elementare di luce gialla.

Se un quanto di luce viene a colpire la superficie di un metallo, la energia in esso contenuta può essere sufficientemente grande per eccitare gli elettroni contenuti nel metallo, e farli uscire con una certa velocità $v$ e quindi con una certa forza viva (effetto fotoelettrico normale).

Perchè ciò accada, bisogna che l'energia $hf$ disponibile nel quanto fornisca l'energia corrispondente alla forza viva dell'elettrone dislocato ed altresì quella $P_o$ occorrente al lavoro di estrazione elettronica. Avremo quindi:

$$hf = \frac{1}{2} mv^2 + P_o \qquad \text{da cui:} \quad \frac{1}{2} mv^2 = hf - P_o,$$

che è la celebre equazione dell'effetto fotoelettrico di Einstein.

Essendo $mv^2$ una quantità essenzialmente positiva, si deduce dalla precedente equazione che, affinchè avvenga l'effetto fotoelettrico, deve essere:

$$hf > P_o,$$

cioè il quanto del fotone incidente deve superare l'energia occorrente per il lavoro di estrazione degli elettroni dal metallo. Se, secondo Einstein, si pone questo lavoro $P_o$ sotto la forma del

prodotto $hf_o$ della costante universale $h$ per la frequenza critica $f_o$, la precedente equazione si può scrivere:

$$\frac{1}{2} mv^2 = h (f - f_o),$$

il che conferma il fatto importante, verificato sperimentalmente, che la estrazione degli elettroni per effetto della luce incidente non può avvenire, se la frequenza $f$ di questa non supera un certo valore *minimo* $f_o$, che l'esperienza dimostra essere diverso per le varie sostanze e sempre al di qua della regione rossa ed ultrarossa dello spettro visibile, cioè verso il violetto.

Ecco perchè i raggi rossi ed ultrarossi non sono capaci di compiere l'effetto fotoelettrico.

Il termine $P_o$ della equazione di Einstein, che misura il lavoro di estrazione degli elettroni dal metallo, si chiama pure costante di evaporazione elettronica, considerando l'uscita degli elettroni come una specie di evaporazione. Esso può mettersi sotto forma del prodotto della carica $e$ dell'elettrone per un certo potenziale $\varphi$ che misura l'affinità del metallo per gli elettroni, detta affinità elettronica; si può quindi scrivere:

$$P_o = e \varphi .$$

I valori in volt della costante $\varphi$ di affinità elettronica, per alcuni metalli allo stato puro, sono:

| | | | |
|---|---|---|---|
| Tungsteno | 4,5 volt | Torio | 3,4 volt |
| Platino | 4,4 » | Potassio | 1,6 » |
| Rame | 4,0 » | Sodio | 1,8 » |
| Zinco | 3,4 » | Bario | 1,7 » |

La costante $\varphi$ ha grande importanza per la teoria della pila voltaica, poichè mostra la realtà (per lungo tempo messa in dubbio) della differenza di potenziale di contatto tra due metalli. Si ha, infatti, per tale differenza, nel caso del contatto zinco-rame

$$V_1 - V_2 = \varphi_1 - \varphi_2 = 4{,}0 - 3{,}4 = 0{,}6 \text{ volt}$$

come la esperienza ha di recente confermato.

I valori di $\varphi$, indicati nella tabella di cui sopra, sono stati ottenuti illuminando con luce monocromatica la superficie ben tersa di uno dei metalli della serie, funzionante come un elettrodo, e determinando il potenziale inverso o ritardatore $V$ che è necessario applicare, fra esso e un altro elettrodo, per impedire che gli elettroni raggiungano quest'ultimo (Fig. 17). Poichè l'energia potenziale della carica $e$ dell'elettrone al potenziale $V$ vale $eV$, se

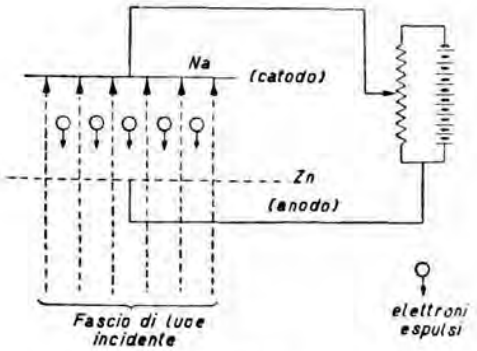



Figura 17.

detto potenziale annulla la energia cinetica dell'elettrone $\frac{mv^2}{2}$, dovrà essere:

$$e\,V = \frac{1}{2}\,mv^2,$$

e l'equazione di Einstein, tenendo presenti le precedenti espressioni, assume la forma:

$$eV = hf - P_o = hf - \varphi\, e = h\,(f - f_o),$$

verificata sperimentalmente da Millikan e che mette in evidenza come il potenziale ritardatore $V$ sia funzione lineare della frequenza $f$.

Quanto sopra si riferisce all'effetto fotoelettrico normale comune a tutti i corpi, il quale soggiace alle seguenti leggi ricavate dall'esperienza:

- esiste per ogni corpo una determinata lunghezza d'onda, chiamata soglia fotoelettrica, al di sopra della quale non è possibile ottenere l'effetto fotoelettrico; al di sotto di questo limite l'effetto è tanto più intenso quanto più piccola è la lunghezza d'onda;

- a parità di lunghezza d'onda, il numero degli elettroni liberati cresce col crescere dell'energia luminosa incidente;

- la velocità degli elettroni emessi è tanto maggiore, quanto più grande è la frequenza della luce incidente, ed è indipendente dall'intensità di questa.

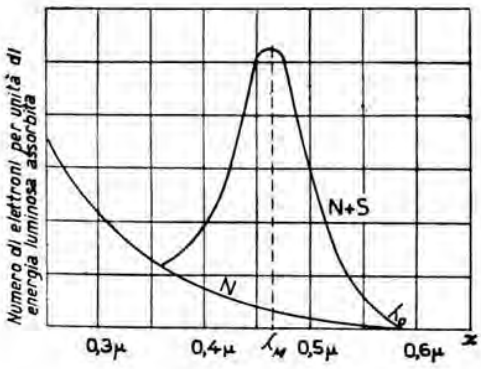



Figura 18.

## *F)* Effetti fotoelettrici esterni selettivi.

Nel 1910 Pohl e Pringsheim, operando sui metalli alcalini, trovarono che essi presentano, oltre l'effetto fotoelettrico normale, comune a tutti i metalli, un particolare effetto fotoelettrico detto selettivo, e cioè, in prossimità di una determinata lunghezza d'onda, la emissione diventa più intensa, raggiunge un massimo, poi diminuisce ed infine torna a crescere.

Nella Fig. 18 sono riportate la curva $N$ dell'effetto fotoelettrico normale e quella globale $N + S$ dell'effetto normale più quello selettivo, quali si ricavano sperimentalmente per un metallo

alcalino. Il valore massimo dell'emissione varia col variare del metallo alcalino e corrisponde per ogni metallo ad una determinata lunghezza d'onda nella regione visibile dello spettro od in quella ultravioletta.

I valori delle lunghezze d'onda di massima emissione sono: 0,405 μ per il litio; 0,419 μ per il sodio; 0,440 μ per il potassio; 0,473 μ per il rubidio; 0,539 μ per il cesio, e vengono indicati nelle curve ricavate da miss E. Seiller, dalle quali risulta che (Fig. 19):

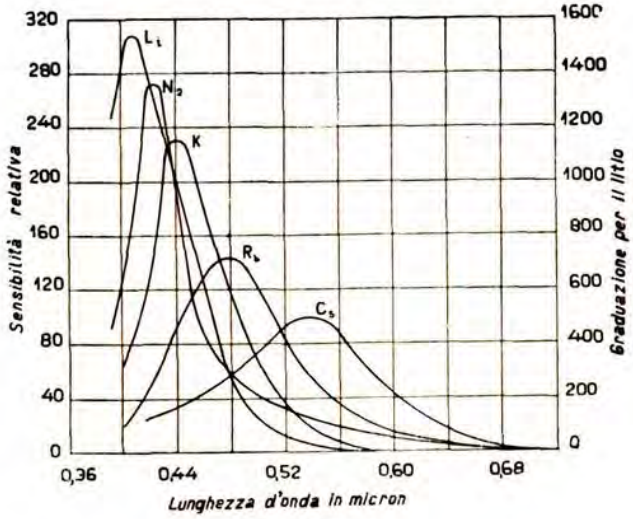



Figura 19.

- le lunghezze d'onda corrispondenti alla sensibilità massima aumentano nel medesimo ordine del numero atomico dei rispettivi metalli alcalini;

- il numero massimo di elettroni liberati decresce dal litio al cesio, ovvero decresce man mano che aumenta il numero atomico dei metalli in esame.

Nella Fig. 19 sono riportate sulle ordinate di sinistra le intensità delle correnti di emissione alle diverse frequenze dello spettro luminoso per i metalli sodio, potassio, rubidio e cesio. L'analoga

intensità della corrente per il litio è stata riportata a destra in guisa che si può facilmente fare il confronto tra i metalli del primo gruppo e lo stesso litio.

Elster e Geitel nel 1913 trovarono che è possibile aumentare di molto la sensibilità fotoelettrica selettiva dei metalli alcalini, facendo loro subire un opportuno trattamento che conduce alla probabile realizzazione di un idruro alcalino particolarmente sensibile alla luce.

Con tale trattamento si hanno effetti selettivi marcatissimi in corrispondenza di determinate lunghezze d'onda, ad esempio:

per l'idruro di sodio 0,427 $\mu$,
» » » potassio 0,456 $\mu$,
» » » rubidio 0,481 $\mu$,
« » » cesio 0,540 $\mu$.

Così, per la luce bianca, si prestano ottimamente il potassio e il rubidio; per il violetto e l'ultravioletto, il sodio ed il litio; il cesio viene riservato alla zona aranciata e gialla.

Praticamente, queste sostanze sensibili vengono disposte entro ampolle di vetro o quarzo, le quali prendono il nome di celle o cellule elettroniche.

## III. - CELLE FOTOELETTRICHE A VUOTO ED A GAS.

### 1°) Costituzione e natura della cella elettronica.

La cella è costituita da un'ampolla di vetro o quarzo, nell'interno della quale è disposta, previa argentatura su una delle due pareti, la superficie sensibile. Ad una certa distanza da questa è situato l'anodo, che ha generalmente la forma di un anello, sul quale si colloca una griglia di fili metallici a larghe maglie.

Due reofori connessi con l'anodo e col catodo escono dall'ampolla e servono per la connessione della cella con la batteria e con gli apparecchi di misura.

La superficie del metallo alcalino deve essere opportunamente sensibilizzata mediante il trattamento di Elster e Geitel, il quale consiste nel distillare prima il metallo nel vuoto e poi nell'idrogeno sotto la pressione di $^1/_3$ di atmosfera.

In seguito, dopo avere rarefatto l'idrogeno sino alla pressione di $1 \div 2$ mm di mercurio, viene fatta passare una scarica ad alta tensione fra gli elettrodi della cella in guisa da ottenere il bombardamento elettronico sulla superficie sensibile.

Con questo trattamento gli idruri di sodio, potassio, rubidio e cesio assumono rispettivamente la colorazione giallo-crema, violetta, azzurro-violacea, verdastra.

Preparata la superficie sensibile, si estraggono le ultime tracce di idrogeno, e si lascia vuota oppure si riempie l'ampolla con un gas inerte alla pressione di circa un millimetro di mercurio, ottenendosi così due tipi di cella: a vuoto o riempita di gas, dei quali il primo è il più semplice.

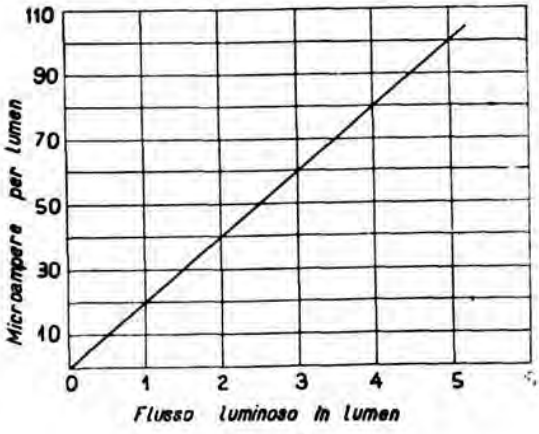



Figura 20.

### 2°) Cella a vuoto.

Si è visto che in linea teorica il numero degli elettroni liberati è proporzionale all'intensità della luce incidente; pertanto in una buona cella a vuoto la corrente catodo-anodo dovrebbe essere esattamente proporzionale al flusso luminoso e prodursi senza che vi sia ritardo fra l'incidenza della luce e l'emissione degli elettroni.

Tenendo costante il potenziale e facendo variare il flusso luminoso da 0 a 5 lumen (Fig. 20), il diagramma delle variazioni d'intensità della corrente fotoelettrica risulta lineare. Invece,

tenendo costante il flusso e facendo variare la tensione, la caratteristica risulta approssimativamente lineare fino a 15 volt; poi aumentando il potenziale, la corrente non cresce più (Fig. 21).

Nel primo tratto, da zero a 15 volt, le celle di cui trattasi hanno una elevata sensibilità dinamica, per cui le correnti fotoelettriche seguono sempre fedelmente le variazioni di intensità del flusso luminoso, anche se questo varia con frequenze superiori a 10 000 o 15 000 c/s; esse sono perciò molto idonee per la televisione.

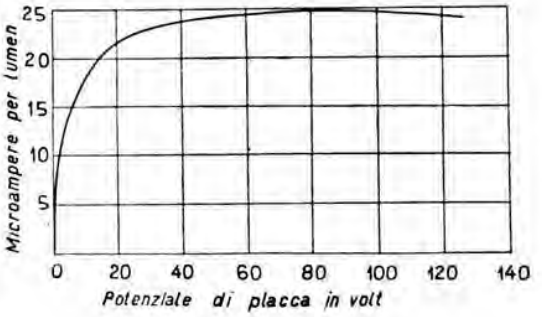



Figura 21.

### 3°) Cella riempita di gas.

Poichè le celle a vuoto lasciano passare una corrente molto piccola per un determinato flusso di luce, in tutti i dispositivi che richiedono una sensibilità effettiva più grande vengono quasi sempre impiegate celle piene di gas.

Questa maggiore sensibilità è dovuta alla ionizzazione del gas.

A tutti è nota la legge di Avogadro, cioè che, con pressione e temperatura eguali, tutti i gas hanno lo stesso numero di molecole per unità di volume. Si chiama numero di Avogadro il numero di atomi contenuti in un grammo-atomo, cioè in una quantità di gas che pesa tanti grammi quanto è il numero atomico. A zero gradi centigradi ed alla pressione atmosferica (760 mm), il numero di molecole è di $2{,}70 \times 10^{19}$ per centimetro cubo; quando dunque si fa il vuoto ad un miliardesimo di atmosfera, rimangono pur sempre 27 miliardi di molecole.

Ora, nel gas residuo interposto tra gli elettrodi, esistono sempre numerosi elettroni liberi. Se si applica una differenza di potenziale, questi elettroni si precipitano verso l'anodo. Presentandosi un atomo, ha luogo una collisione, da cui la liberazione di un altro elettrone, che si unisce al primo, e così via in progressione geometrica, finchè la corrente elettroionica ha raggiunto il suo equilibrio.

Contemporaneamente, gli atomi privi di elettrone sono attirati dal catodo, e determinano nuove collisioni con liberazione di elettroni. Ha così luogo il processo che si chiama di ionizzazione.

La corrente che si manifesta dipende quindi dai seguenti parametri: tensione applicata, distanza fra gli elettrodi, pressione del gas, cioè numero di atomi per unità di volume, natura del gas, e infine energia cinetica minima occorrente per liberare un elettrone periferico dell'atomo.

Il potenziale necessario per staccare un elettrone periferico dal proprio atomo si chiama potenziale di ionizzazione.

Nella tabella che segue sono indicati i potenziali di alcuni dei gas più interessanti.

| | | | |
|---|---|---|---|
| Idrogeno | 13,3 volt | Kripton | 13,3 volt |
| Elio | 26,6 » | Xenon | 11,5 » |
| Neon | 21,5 » | Azoto | 16,9 » |
| Argon | 15,1 » | Ossigeno | 15,5 » |

La Fig. 22 rappresenta i successivi valori della corrente fotoelettrica di una cella a gas alla pressione di 100 $\mu$, sottoposta a tensione variabile ed investita da un flusso luminoso costante.

Dalla caratteristica risulta che, per la tensione di 15 volt, la corrente fotoelettrica varia con legge lineare, mentre, aumentando la tensione, la variazione diventa sempre più rapida.

Tenendo ora costanti la tensione e la pressione, e facendo variare il flusso, la curva delle intensità risulta rappresentata dalla Fig. 23, dalla quale si vede che la corrente aumenta in proporzione maggiore della luce, e quindi non segue fedelmente le fluttuazioni di intensità luminosa. Ne consegue che la cella a gas ha

una sensibilità dinamica variabile, in funzione dell'ampiezza delle fluttuazioni luminose.

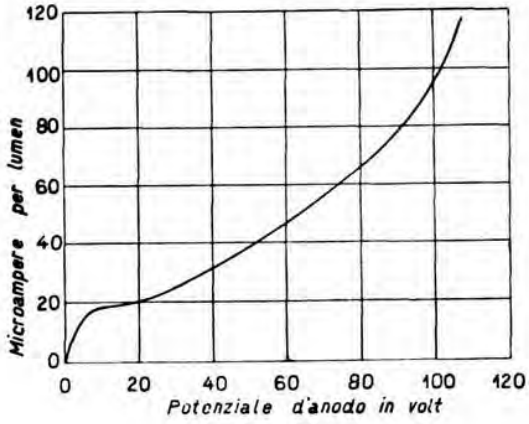



Figura 22.

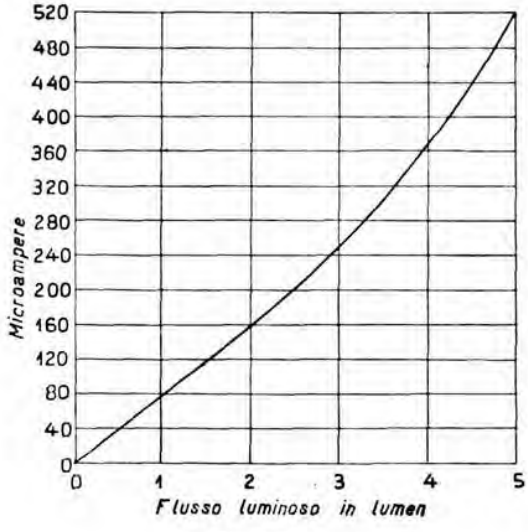



Figura 23.

Tale sensibilità inoltre decresce quando aumenta la frequenza di modulazione della luce.

Le curve della Fig. 24 rappresentano l'effetto della pressione del gas sulla sensibilità effettiva della cella.

Quando la pressione decresce da 8 mm a 0,2 mm nell'intervallo da 70 a 80 volt, le curve divengono sensibilmente inclinate; diminuendo ancora la pressione, la pendenza diminuisce.

Per determinare il rapporto delle sensibilità dinamiche delle due celle, una piena di gas e una a vuoto, vennero eseguite esperienze nelle medesime condizioni di modulazione, di tensione e di elettrodi, prendendo le misure nei due casi.

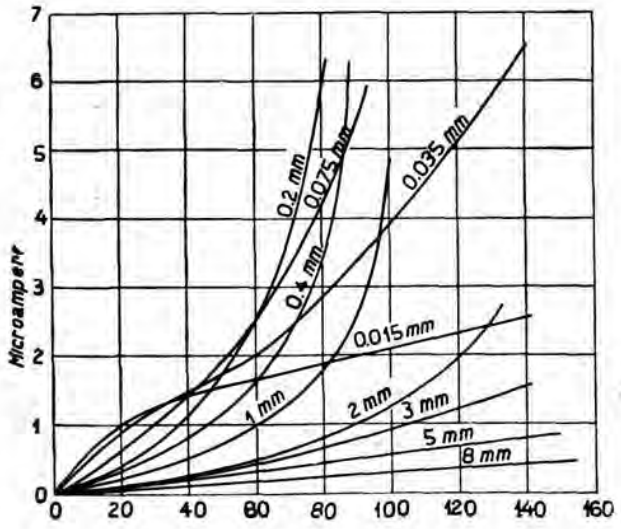



Figura 24.

Le curve della Fig. 25 rappresentano esattamente il rapporto della sensibilità dinamica della cella a gas rispetto a quella della cella a vuoto.

Dall'esame delle curve risulta che la diminuzione più rapida di sensibilità della cella a gas si ha nei primi 1000 periodi; poi la sensibilità continua a diminuire in modo uniforme fino a 5000 periodi; successivamente, con l'aumentare della frequenza, la sensibilità decresce maggiormente.

Viene confermato che, per la tensione di 15 volt, la cella a gas è equivalente a quella a vuoto.

Tenuto però conto dei pregi e degli inconvenienti dei due tipi di cella, in fototelefonia viene data la preferenza a quella riempita di gas, poichè fornisce corrente d'intensità notevolmente maggiore, per cui è assai più sensibile alle variazioni di intensità del fascio luminoso.

La diminuzione di sensibilità nel funzionamento dinamico si può ritenere trascurabile nella gamma delle frequenze telefoniche.

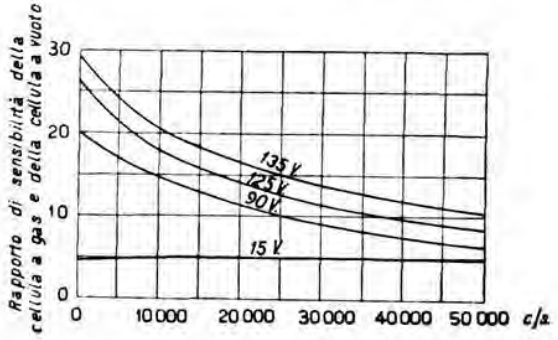



Figura 25.

### 4°) Gas utilizzato nelle celle.

Essendo i metalli alcalini chimicamente assai attivi, è assolutamente necessario impiegare gas inerti. Non ne esistono che cinque: elio, neon, argon, kripton e xeno, e fra essi viene data la preferenza al gas argon per la sua abbondanza e per il suo piccolo potenziale di ionizzazione (volt 15,1), come risulta dalla precedente tabella.

L'elio non è assolutamente idoneo, e il neon lo è meno dell'argon, perchè i loro potenziali di ionizzazione sono rispettivamente 26,6 e 21,5 volt.

Questi tre gas nobili sono invece molto impiegati nelle lampade a luminescenza per la pubblicità luminosa; il neon poi ha vasta applicazione nei tubi luminescenti dei ricevitori per televisione.

Il kripton ed lo xeno sono così rari che non hanno impiego pratico.

## IV. - RADIAZIONI INFRAROSSE.

### 1°) Generalità.

Il primo grande contributo allo studio delle radiazioni infrarosse fu portato da due eminenti fisici italiani vissuti nella seconda metà del secolo scorso: Nobili e Melloni. Successivamente altri fisici, quali il Langley, il Crookes, il Boys, il Rubens, continuarono l'opera del Melloni con risultati sorprendenti in relazione ai perfezionamenti raggiunti con i mezzi di indagine.

Gli effetti di queste radiazioni si possono così classificare:

- effetti chimici, limitati alla fotografia ed alla estinzione della fosforescenza;
- effetti calorifici;
- effetti fotoeletttrici interni o di conducibilità.

### 2°) Effetti chimici.

*A)* FOTOGRAFIA.

Le lastre fotografiche ordinarie a sali di argento non hanno che una debole sensibilità per i raggi gialli e rossi e non sono quindi assolutamente adatte per esplorare l'infrarosso.

Bisogna aggiungere a dette lastre sostanze assorbenti delle radiazioni infrarosse e cioè tracce di appropriate materie coloranti (pino-cianolo, cripto-cianina, dicianina, neocianina), il che si ottiene immergendo le lastre in una soluzione molto diluita di queste sostanze, che formano con il sale d'argento delle associazioni complesse di particolare sensibilità per i raggi infrarossi.

*B)* ESTINZIONE DELLA FOSFORESCENZA.

Essa è basata sull'azione antagonista delle radiazioni infrarosse ed ultraviolette che colpiscono contemporaneamente sostanze fosforescenti.

Il Becquerel ha dimostrato che, se si proietta su uno schermo fosforescente eccitato dalle radiazioni ultraviolette uno spettro infrarosso, si constata dapprima un aumento di luminosità, seguito

subito dopo da una estinzione della fosforescenza. Se lo schermo è costituito da una striscia di carta morse, imbevuta di una soluzione di solfuro di zinco, si può servirsi di questo fenomeno per la ricezione visiva dei segnali telegrafici.

I raggi convenientemente utilizzabili per questa estinzione non devono avere lunghezza d'onda superiore ad 1,8 μ.

### 3°) - Effetti calorifici.

Gli effetti calorifici sono i più cospicui tra quelli prodotti dalle radiazioni infrarosse. Tuttavia, tali effetti si rendono manifesti solamente con speciali strumenti di spiccate qualità termiche appositamente ideati e costruiti quali: il bolometro, la pinza termoelettrica, il radiometro ed il radiomicrometro.

*A)* BOLOMETRO.

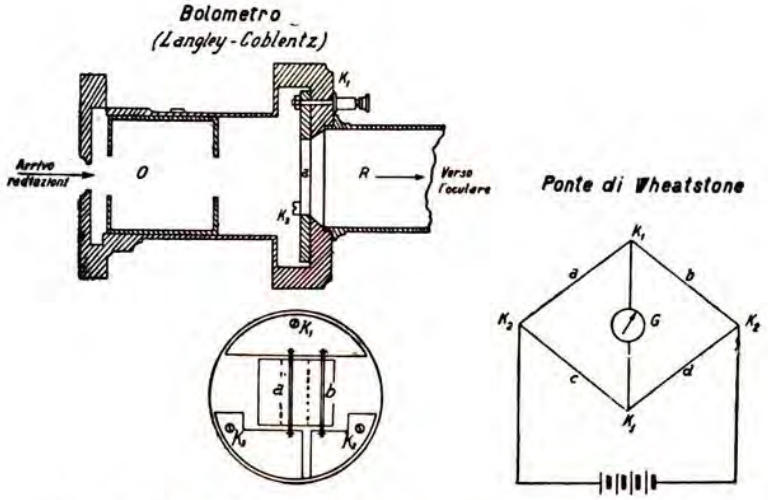
Il bolometro, ideato da Langley nel 1888 e perfezionato da Coblentz e Rubens, è un rivelatore di radiazioni infrarosse, il cui principio riposa sul fatto che, quando le radiazioni predette investono un conduttore di piccolissima capacità calorifica, lo riscaldano ed in conseguenza ne provocano una variazione di resistenza, la quale si può determinare in maniera molto semplice mediante il ponte di Wheatstone.

La deviazione dell'ago del galvanometro del ponte è evidentemente proporzionale all'energia calorifica delle radiazioni incidenti. Nella Fig. 26 è rappresentato il bolometro in sezione longitudinale e trasversale.

Nel bolometro di Coblentz, per considerazioni di ordine meccanico e per la inalterabilità, i conduttori scelti sono nastri di platino; essi hanno la larghezza di 0,6 mm, la lunghezza di 10 mm e lo spessore di 0,003 mm; la sensibilità aumenta notevolmente riducendo la pressione da 760 a 0,1 mm di mercurio. I due nastri che costituiscono i lati di paragone del ponte sono disposti l'uno vicino all'altro, ma solo uno di essi, con opportuni diaframmi, può essere illuminato.

Il galvanometro è l'organo indispensabile tanto del bolometro quanto della pinza termoelettrica. Esso deve presentare: grande

sensibilità (circa $10^{-10}$ ampere per mm d'elongazione sul regolo ad 1 metro); piccola resistenza (alcuni ohm o tutt'al più qualche decina di ohm); rapidità di segnalazione.




*O — Tubo con diaframmi.*

*R — Tubo oculare per la messa a punto dei raggi incidenti.*

*Nastri*
- *a — Platino.* — $\Omega = 5{,}604.$ — *larghezza 0,6 mm*
- *b — »* — *lunghezza 10 mm*
- *c — Manganina.* — $\Omega = 5{,}664.$ — *spessore 0,003 mm*
- *d — »*

*a — Nastro illuminato.*

*b — Nastro protetto.*

*G — Galvanometro molto sensibile ($10^{-10}$ A per mm di spostamento sul regolo a 1 metro.*

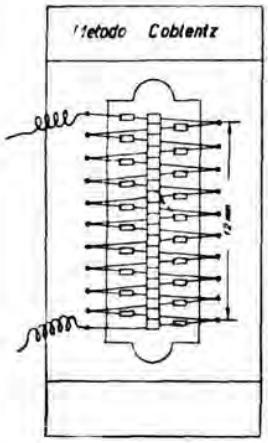
Figura 26.

## *B)* Pila termoelettrica.

La pila (o pinza) termoelettrica è un rivelatore di radiazioni infrarosse che venne utilizzato da Nobili, Melloni e Rubens. Il funzionamento della pila termoelettrica è basato sul seguente principio: se si costituisce un circuito con due metalli di natura diversa, saldati, e si tengono le saldature a temperature differenti si manifesta nel circuito stesso una corrente termoelettrica, la quale può essere messa in evidenza con un sensibile galvanometro.

Nella pinza troviamo quindi due serie di saldature: una che riceve le radiazioni, saldature calde, e l'altra che non le riceve perchè sono arrestate da un diaframma, saldature fredde (Fig. 27).

Le saldature calde sono disposte per quanto è possibile vicine alle fredde, affinchè l'insieme sia sottoposto alle medesime cause esteriori. Ogni saldatura è costituita da una goccia di stagno ed è protetta da una piccola scatola di stagno. Una buona pila deve presentare perfetto equilibrio delle saldature calde e fredde per non aumentare la resistenza ohmica, le perdite per irradiazione




PILA TERMOELETTRICA
(Melloni-Tyndall-Rubens-1898)




$$Ag \begin{cases} d = 0{,}02\ mm \div 0{,}05\ mm \\ l = 10 \div 12\ mm. \end{cases}$$

$$Bi \begin{cases} d = 0{,}1\ mm, \\ l = 4 \div 8\ mm. \end{cases}$$

Figura 27.

e quelle per conducibilità; inoltre la pila deve possedere piccola capacità calorifica per seguire le variazioni rapide dell'energia che riceve.

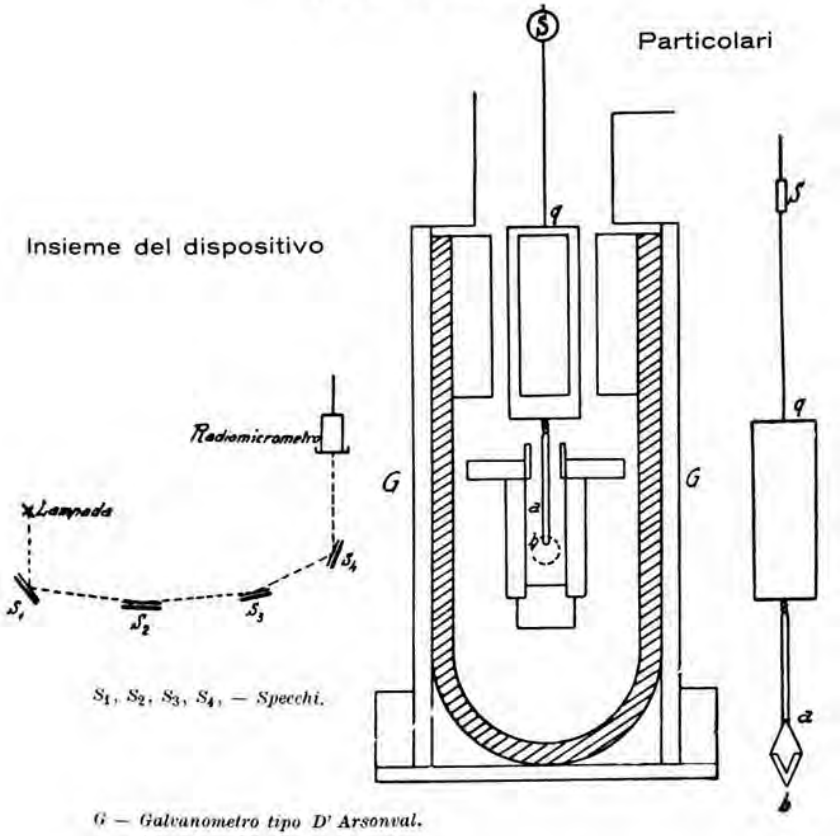
L'intensità della corrente termoelettrica è proporzionale all'energia calorifica della radiazione incidente e varia con la natura dei metalli costituenti la pila. Disponendo poi la pila nel vuoto, la sensibilità aumenta notevolmente.

Le coppie di metalli, che presentano più marcato il fenomeno di che trattasi sono: ferro-costantana; argento-bismuto; manganina-

costantana; ferro-bismuto; stagno-bismuto; platino-tellurio; tellurio-argento.

**RADIOMICROMETRO**

*(D' Arsonval - Boys)*




$S_1$, $S_2$, $S_3$, $S_4$, — *Specchi.*

*G — Galvanometro tipo D' Arsonval.*

*q — Quadro mobile con poche spire.*

*a, b — Saldatura o pinza termoelettrica in circuito col quadro.*

*S — Specchio.*

Figura 28.

## *C)* RADIOMICROMETRO.

Il radiomicrometro, inventato simultaneamente da D' Arsonval e Boys nel 1900, mette a profitto il principio noto della pinza termo-elettrica (Fig. 28).

Lo strumento è costituito essenzialmente da un avvolgimento di forma rettangolare, di cui una metà è formato da filo di rame e l'altra da filo di altro materiale, in genere, leggermente paramagnetico. Le due metà sono unite mediante due saldature, una superiore ed una inferiore. Il complesso è sospeso tra i poli di una forte elettrocalamita. È chiaro che, quando una delle saldature, per es. quella inferiore, è investita da un fascio di radiazioni infrarosse, si produce nel quadro una corrente termoelettrica, il cui campo magnetico, reagendo con il campo del magnete fisso, provoca la rotazione della bobina.

La rotazione del quadro è funzione evidentemente dell'intensità delle radiazioni.

Rubens, nelle sue esperienze sui raggi di grande lunghezza d'onda, impiegò un radiomicrometro di considerevole sensibilità, costituito da una forte elettrocalamita a forma di *U*, nel cui intraferro cilindrico, del diametro di 20 mm, si trovava un sistema mobile, composto da una sola spira di filo di rame smaltato avente il diametro complessivo di 0,2 mm e diametro netto 0,13 mm. Le due estremità di questo filo, ritorte parecchie volte insieme, portano, alla distanza di circa 30 mm dalla parte inferiore del quadro, una saldatura *b* bismuto-rame accuratamente annerita e formata con una asticella di bismuto, verticale, lunga 18 mm, larga 1 mm e spessa 0,4 mm.

La saldatura viene posta a 30 mm dal quadro, al fine di sottrarla all'influenza dell'elettrocalamita.

Per rendere più efficiente l'apparecchio, davanti alla saldatura, viene disposto un ricevitore di radiazioni a forma di cono.

Le rotazioni del quadro sono osservate mediante uno specchietto sostenuto, alla parte superiore del quadro stesso, da un filo sottile di alluminio.

Caratteristiche del radiomicrometro devono essere: quadro di piccola resistenza e di piccola larghezza; elementi rigorosamente esenti da magnetismo; calamite potenti a piccolo intraferro; una sospensione a torsione debolissima.

La sensibilità del radiomicrometro Rubens a ricevitore conico è tale che, per una candela ad un metro, si ha uno spostamento

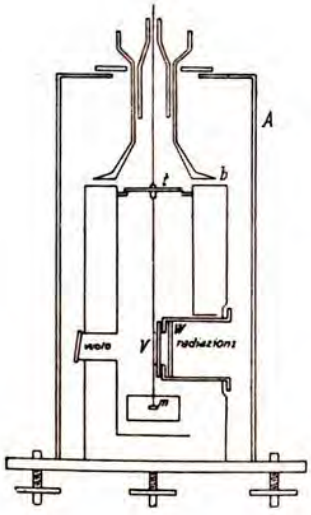
di 120 cm sul regolo ad 1 metro, con dieci secondi di periodo semplice.

*D)* RADIOMETRO.

Il radiometro, inventato verso il 1875 da Crookes e perfezionato successivamente da Nichols, Rubens, Saunders, Coblentz, Tear, è costituito essenzialmente da un vaso metallico (Fig. 29), nel quale vengono sospese, mediante un sottilissimo filo di quarzo *t*, due sottili ed identiche alette *V*, in mica od in platino, o in mica

**RADIOMETRO**

*(Crookes (1875) - Rubens - Nichols - Tear - Coblentz)*




*A — Vaso metallico nel quale viene fatto il vuoto.*

*t — Filo di quarzo.*

*V — Due alette in mica o platino, o mica platinata, annerita da una parte.*

*W — Finestra chiusa da una laminetta di fluorina che lascia passare le radiazioni infrarosse.*

Figura 29.

platinata, riunite da piccoli bastoncini. Le alette sono brillanti su una faccia, mentre sull'altra sono annerite. All'equipaggio è fissato uno specchietto *m*.

Il sistema di alette è disposto di fronte ad una piccola finestra *W*, chiusa da una laminetta di fluorina trasparente alle radiazioni infrarosse.

Allorquando, dopo aver fatto il vuoto nel radiometro, viene inviato, attraverso la finestra *W*, un fascio di radiazioni sulla parte annerita di una delle alette, l'equipaggio subisce una rotazione proporzionale all'energia ricevuta, rotazione che può essere misurata mediante lo specchietto *m*.

La ragione del movimento delle alette consiste nel fatto che, quando la parte annerita dell'aletta riceve la radiazione, si riscalda ad una temperatura superiore a quella dello spazio circostante. Le molecole del gas rarefatto, perciò, urtando contro di essa, ne rimbalzano con una velocità molto maggiore di quella con cui l'hanno colpita, e provocano per reazione una spinta sull'aletta stessa e quindi una sua rotazione che è funzione dell'energia raggiante.

La sensibilità del radiometro dipende molto dalla pressione del gas racchiuso nel suo recipiente: la pressione ottima è quella intorno a 1/10 di mm di mercurio. In buone condizioni un radiometro, avente le alette delle dimensioni 0,5 × 0,9 mm, ha dato, per una candela posta ad un metro, uno spostamento di 159 ÷ 160 cm su un regolo ad 1 metro (Coblentz).

Per una lampada Hefner ad 1 m, Sandwik, con un radiometro di costruzione più recente, ha ottenuto lo spostamento massimo di 1500 cm per mmq di superficie delle alette, nel tempo di due minuti.

Gli inconvenienti del radiometro sono: l'impossibilità di trasporto; l'assorbimento della laminetta che chiude la finestra del recipiente; il tempo, abbastanza rilevante, occorrente per raggiungere lo spostamento massimo.

### 4°) Determinazione della gamma.

Con gli apparecchi e mezzi sopraindicati, e con quelli di carattere ottico descritti nella I[a] conferenza, vennero studiati ed osservati gli effetti energetici delle radiazioni infrarosse e ne furono determinate le lunghezze d'onda fino allo estremo limite opposto dello spettro.

Così il Langley studiò le radiazioni disperse dal flint fino a $\lambda = 2{,}7\ \mu$ e quelle disperse dal salgemma fino a $\lambda = 5{,}3\ \mu$, non potendo proseguire più oltre perchè le radiazioni erano assorbite.

Per separare le λ maggiori, il Rubens ricorse al metodo dei raggi restanti (1).

Egli, servendosi di un becco Auer come sorgente di radiazioni, riuscì a selezionare, mediante 5 riflessioni su fluorina o su quarzo, dei raggi infrarossi di grande lunghezza d'onda, fino a 70 μ, che sono fortemente assorbiti dal vapor d'acqua, per cui non si trovano nello spettro solare. Il metodo di controllo della lunghezza d'onda è basato sull'uso di un reticolo di diffrazione costituito da fili di argento del diametro di 0,18 mm, tesi parallelamente, equidistanti quanto il diametro.

Più tardi lo stesso Rubens, perfezionando gli apparecchi, servendosi di filtri adatti, ed in collaborazione con Bayer, veniva a selezionare delle radiazioni infrarosse fino a 314 μ.

Rimaneva da coprire l'intervallo compreso fra il predetto limite massimo di 314 μ e quello minimo delle onde elettromagnetiche, che era di qualche cm, come dimostrò il Righi, o solo di 6 mm per il Lebedew, o di 3 mm secondo i fisici Lampa e Mobius.

I fisici americani Nichols e Tear nel 1923 adoperarono un oscillatore costituito da due cilindretti di tungsteno aventi 0,2 mm

---

(1) Questo metodo è basato sulla proprietà di alcuni corpi di riflettere selettivamente con grande intensità certe radiazioni e di sopprimerne altre per assorbimento e diffusione, per modo che, dopo più riflessioni successive su questi corpi, tutte le radiazioni sono annullate, meno quelle restanti che sono le più lunghe.

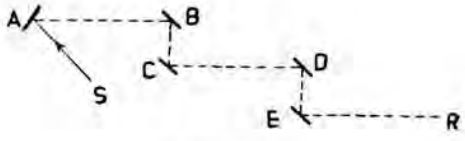



Figura 30.

La λ dei raggi restanti varia secondo la natura della superficie riflettente che può essere solida o liquida, come spato, quarzo, fluorina, acido solforico, ecc.

Lo schema usato è quello della fig. 30, ove *S* è la sorgente luminosa, *R* il ricevitore: bolometro, pinza, radiomicrometro ecc., *A, B, C, D, E* gli specchi.

di lunghezza e altrettanto di diametro con intervallo di 1/100 di mm, spazzato continuamente da una vigorosa corrente di olio.

Come risonatori usarono fili di platino del diametro di 1 μ, oppure sottilissimi strati metallici deposti su lastre di mica mediante precipitazione catodica. Adoperando il radiometro di Crookes arrivarono a produrre e a rivelare onde di mm 1,8.

Per colmare l'intervallo compreso fra la λ di 1,8 e quella di mm 0,314 osservata da Rubens, la dottoressa russa Glagolewa Arcadieva ideò un dispositivo assai semplice ed ingegnoso che chiamò irradiatore di massa. Esso è costituito da numerosissime e piccolissime particelle metalliche immerse nell'olio. Questa emulsione, sottoposta alle scariche di un rocchetto di induzione, diviene sede di un grandissimo numero di minute scintilline, da cui si sprigiona un insieme di onde non polarizzate, aventi cioè il vettore elettrico comunque orientato.

Per determinare la lunghezza d'onda di queste radiazioni e la loro intensità energetica, l'autore sopra citato, servendosi del noto metodo interferenziale e di un sensibile congegno termoelettrico, riuscì a misurare onde di lunghezza variabile fra mm 50 e mm 0,1, ossia 100 μ. Venne così sorpassato il limite delle onde infrarosse (314 μ), per cui nessuna lacuna esiste più fra la luce e le altre onde elettriche.

### 5°) **Effetti fotoelettrici *interni* o di conducibilità.**

Il fenomeno fotoelettrico già preso in esame per le radiazioni ultraviolette consiste, come si è detto, in una emissione superficiale di cariche elettriche negative provocata dalla luce.

Non è possibile ottenere lo stesso fenomeno con le radiazioni rosse ed ultrarosse, opponendovisi la nota legge della soglia fotoelettrica, poichè dette radiazioni, data la loro minore frequenza, hanno, come già si è detto, l'energia sufficiente per liberare gli elettroni dagli atomi del corpo investito, ma non per costringerli ad uscire dalla superficie di esso. Si ha quindi solo un aumento degli elettroni liberi che restano nell' interno del corpo e che, venendo ad aggiungersi a quelli già disponibili, aumentano la conducibilità.

Quando le radiazioni non investono più la superficie, allora avvengono combinazioni fra elettroni e ioni per costituire atomi neutri; si riduce quindi rapidamente il numero di elettroni liberi, con conseguente aumento della resistenza.

Questo fenomeno fotoelettrico di conducibilità fu casualmente scoperto nel 1873 dai fisici May e Smith, i quali osservarono che piccoli bastoncini di selenio, utilizzati come elementi ad alta resistenza in un circuito sperimentale con cavi transatlantici, divenivano migliori conduttori di elettricità, quando erano esposti alla luce del giorno od alla luce artificiale. Il selenio è un elemento che si trova al limite fra i conduttori e gli isolanti ed esiste in natura sotto molteplici forme allotropiche, di cui una sola cristallina grigia è caratterizzata dall'aumento di conducibilità in notevole misura quando è colpita dalle radiazioni.

Detto fenomeno è pure osservato in gran numero di solfuri metallici: bismutina, antimonite, solfuro di tallio.

### 6°) Cella al selenio.

La cella è costituita da due griglie di oro isolate su vetro, con un piccolo strato di selenio che riempie gli intervalli, ivi depositato per distillazione; il selenio viene poscia portato ad una temperatura vicina a quella di fusione (217°) finchè si sia trasformato nella varietà cristallina grigia.

Se la cella è disposta nell'oscurità in un circuito con una pila ed un amperometro, questo indicherà che il selenio è un cattivo conduttore di elettricità. Inviando sulla cella la luce, l'intensità della corrente aumenta, rapidamente al principio, lentamente, dopo, finchè si è raggiunto un valore massimo. Se la luce viene spenta, la corrente diminuisce rapidamente al principio, poi più lentamente, fino a raggiungere il valore della corrente primitiva, il che richiede talvolta alcuni minuti (Fig. 31).

Questo particolare fenomeno di isteresi, che si chiama inerzia o fatica fotoelettrica, compromette alquanto il funzionamento della cella, la quale non può perciò seguire fedelmente la variazione d'intensità della luce modulata, e questo si verifica in proporzione maggiore alle elevate frequenze di modulazione, cioè 8000 - 10 000

c/s in su. Tuttavia, per la riproduzione della voce, è ancora possibile usare questa cella che, avendo una sensibilità selettiva per le radiazioni gialle dello spettro, si comporta all'incirca come il nostro occhio.

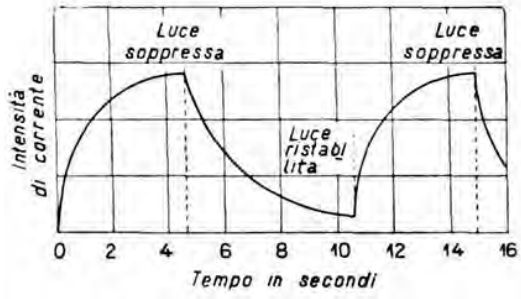



Figura 31.

Per quanto riguarda l'intensità della corrente fornita dalla cella, sussiste una legge dimostrata dal fisico D'Alba, secondo la quale la corrente generata dalla luce dipende dalla radice quadrata dell'intensità luminosa. Esaminando poi il primo tratto della

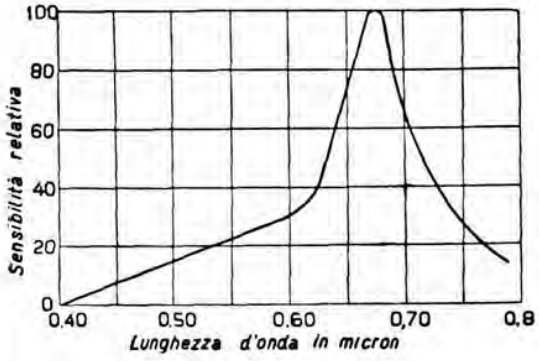



Figura 32.

caratteristica, che è praticamente lineare, si rileva che, per piccoli intervalli d'illuminazione, la corrente è proporzionale al prodotto della intensità della luce per la durata dell'esposizione. In altri termini, se la luce subisce una modulazione, la corrente è propor-

zionale all'intensità della luce ed inversamente proporzionale alla frequenza di modulazione.

Nella curva della Fig. 32 sono riportate le caratteristiche di sensibilità della cella al selenio per i diversi colori emessi da una lampada e dispersi da un prisma.

In questi ultimi anni si è presentata, per varie ragioni e in diversi campi, la necessità di possedere rivelatori di radiazioni per la regione rossa ed ultrarossa dello spettro molto più sensibili di quelli al selenio.

### 7°) Diversi tipi di celle al tallio, bismuto ed ossido di rame.

I fisici americani Case e Koblentz, dopo avere sperimentati molti solfuri minerali esistenti in natura od artificiali, prepararono nel 1921 una cella molto più sensibile e la chiamarono thalofide.

Si tratta di una opportuna combinazione di zolfo, tallio e ossigeno, che dà luogo ad un composto, ossisolfuro di tallio, particolarmente sensibile alla luce con un massimo ben marcato per $\lambda = 1\ \mu$.

La sostanza fotosensibile: solfuro di tallio $(Tl_2\ S)$, preparata per via umida, viene posta sopra un disco di quarzo riscaldato a temperatura conveniente ed ivi distesa in strato sottilissimo. Poi il disco viene introdotto in una stufa per la ricottura, che deve durare sinchè il $Tl_2\ S$, abitualmente nero, non abbia acquistato un bel colore grigio-acciaio.

È questa, secondo il Case, la parte più delicata del procedimento, giacchè è proprio in tale fase che si manifesta la sensibilità alla luce, in causa di una conveniente ossidazione del $Tl_2\ S$ prodotta dall'aumento di temperatura.

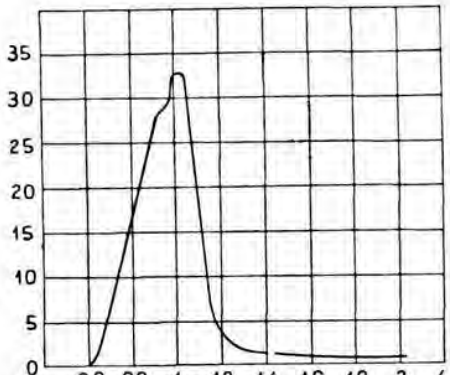
Il disco di quarzo così preparato viene munito di elettrodi convenienti e chiuso in un bulbo, nell'interno del quale è fatto il vuoto, principalmente per preservare il composto fotosensibile dall'azione dell'umidità, che si è dimostrata particolarmente deleteria.

La curva di sensibilità della thalofide di Case in funzione della lunghezza d'onda è riprodotta nella Fig. 33. Il massimo cade

in corrispondenza di un micron, ossia nella regione ultrarossa dello spettro.

Celle al tallio molto più sensibili sono preparate con procedimento diverso dal prof. Majorana, il quale ottiene il solfuro di tallio dalla fusione di una miscela di 12 parti in peso di tallio ed una di zolfo finemente tritato.

Come elemento isolante per il sostegno del solfuro, viene adoperato un disco di vetro smerigliato grossolanamente, della superficie di 4 ÷ 5 cm, guarnito provvisoriamente al disotto con una lastrina di rame che si riscalda con un becco Bunsen.




*Curva di sensibilità della "Thalofide„ di Case in funzione della lunghezza d'onda.*

Figura 33.

Quando il disco sovrastante ha raggiunto la temperatura di 500 ÷ 600 gradi, si stende su di esso il solfuro di tallio e lo si lavora con la spatola finchè si scorge le formazione di un corpo solido, non lucido, finemente granuloso e di colore oscuro; infine, dopo avere munito il disco così preparato di opportuni elettrodi, lo si rinchiude in un bulbo di vetro nel quale si fa poi il vuoto, come nel caso precedente.

Con questo procedimento, si è ottenuta una cella che, oltre ad essere sensibile alle radiazioni infrarosse di circa 1 μ, è dotata di una isteresi estremamente piccola.

L'istituto di chimica della R. Università di Firenze, con opportuni procedimenti termici e chimici, realizzò pure una cella, denominata « Roma », nella quale la sostanza sensibile è costituita da composti di tallio, solfuro talloso e piccolissime quantità di altre sostanze.

Questa cella è sensibile alle radiazioni infrarosse, comprese fra 0,8 ed 1,4 $\mu$, con un massimo netto intorno ad 1,02 $\mu$, ed è dotata di piccola isteresi, per cui in definitiva è anche essa più sensibile della cella americana.

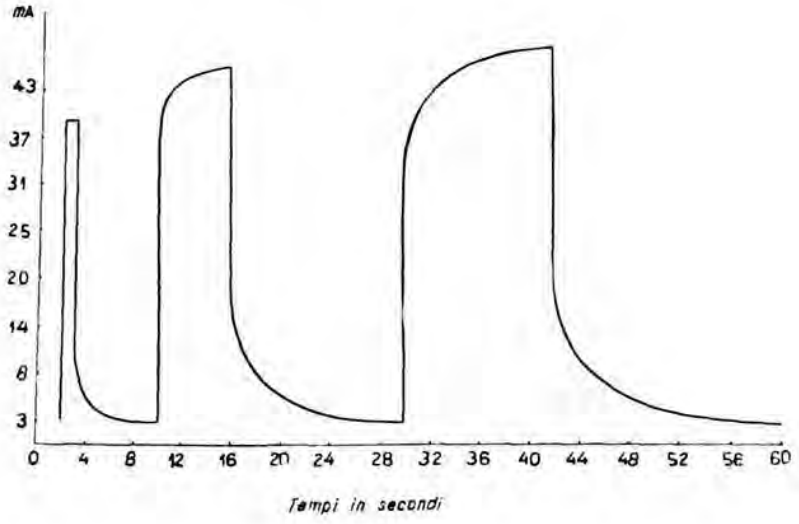



Figura 34.

Va notato inoltre che le Officine Galileo in Firenze costruiscono celle a fotoresistenza al solfuro talloso per radiazioni infrarosse.

Dette celle si preparono in due diverse composizioni: la composizione *A*, che ha una elevatissima sensibilità, ma che tuttavia non è esente dal fenomeno d'inerzia o di fatica, come fa fede la Figura 34, la quale mostra la variazione della corrente nel circuito della cella al variare del tempo mentre questa è sottoposta ad una illuminazione di 15 lux, applicata durante inter-

valli di tempo successivamente crescenti, e poscia oscurata fino a ritornare alla primitiva emissione; la composizione *B*, che offre minore sensibilità (minor corrente a parità di emissione), ma che è però esente dal fenomeno d'inerzia, come lo dimostra il diagramma della Figura 35, ottenuto con lo stesso procedimento di cui si è fatto cenno per la composizione *A*.

Esistono poi altre celle fotosensibili per l'infrarosso dette «Cema», di cui non si conosce nè il processo di preparazione nè la composizione; ma sembra trattarsi di un preparato di bismuto.

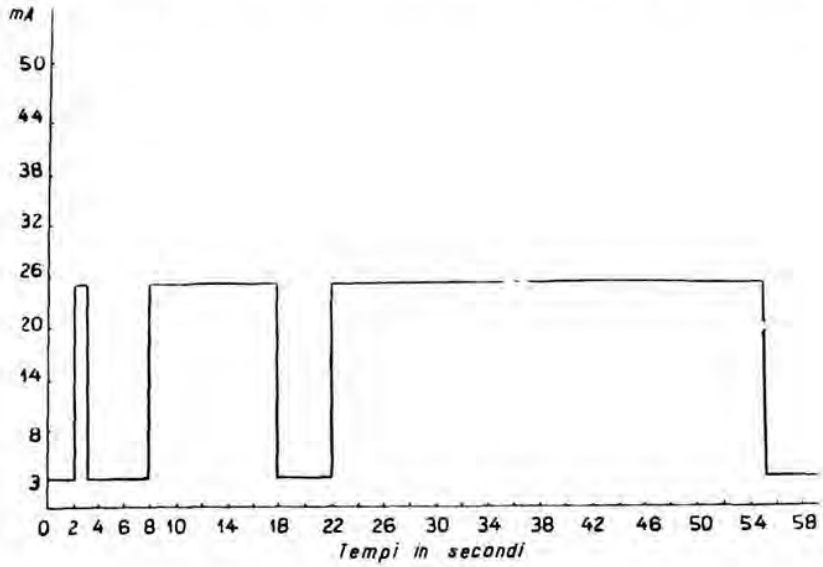



Figura 35.

La caratteristica di sensibilità è eguale a quella del tallio e presenta il massimo per un micron.

Da poco tempo è stata scoperta la cella ad ossido di rame o kuprox, costituita essenzialmente da un elettrodo di rame rivestito a temperatura elevata da uno strato di ossido di rame, sul quale è compresso un secondo elettrodo pure di rame, foggiato a rete per consentire l'illuminazione del complesso.

Questa cella fornisce correnti con intensità dell'ordine di $5 \times 10^{-8}$ ampere per lux e per cmq, mentre in condizioni iden-

tiche una cella elettronica o fotoresistente fornisce correnti dell'ordine di $10^{-10}$ ampere.

Il cuprox, quando fra i suoi elementi sia inserita una d. d. p., funziona come ottimo raddrizzatore.

Se la cella è investita da un fascio di luce, si produce una corrente fotoelettrica variabile, la cui intensità dipende:

- dalla intensità della radiazione che colpisce la cella;
- dalla lunghezza d'onda della radiazione;
- dalla temperatura.

L'esperienza dimostra che l'intensità della corrente fotoelettrica è tanto maggiore quanto più intensa è la luce che colpisce la cella; la corrente aumenta gradualmente col crescere della lunghezza d'onda, ma solo sino ad un certo valore di questa, oltrepassato il quale, all'aumento della lunghezza d'onda corrisponde una diminuzione di corrente. La massima corrente fotoelettrica si ha quando la cella è investita da una radiazione, la cui onda è di circa 1,02 $\mu$. Il valore di tale corrente si mantiene pressochè costante per tutte le radiazioni infrarosse comprese nella prima ottava a partire dalle radiazioni visibili.

L'intensità della corrente fotoelettrica cresce, infine, proporzionalmente all'aumento della temperatura ambiente.

Da quanto sopra si deduce che i due tipi di cella, elettronica e fotoconduttrice, hanno, come principio, funzionamento analogo.

## TERZA CONFERENZA.

### Vari aspetti della fototecnica - Costituzione dei vari apparati e loro possibilità di impiego.

## I. - ASPETTI DELLA TECNICA DELLE RADIAZIONI VISIBILI ED OSCURE DELLO SPETTRO.

### 1°) Generalità.

Nella pratica applicazione delle radiazioni visibili ed invisibili dello spettro alle trasmissioni telefoniche e telegrafiche, è d'uopo prendere in considerazione i principali aspetti della tecnica delle radiocomunicazioni propriamente dette. Tali aspetti, comuni per ambedue le trasmissioni, considerati nella successione in cui si verificano, possono compendiarsi brevemente come segue:

- la generazione delle radiazioni visibili ed invisibili;
- la modulazione o l'interruzione delle medesime, a seconda che si vogliano eseguire comunicazioni telefoniche o telegrafiche;
- la emissione, sotto forma di fascio, in una determinata direzione dell'energia modulata o interrotta;

- la propagazione della stessa nel percorso dal luogo di emissione a quello di captazione;

- la captazione su piccola superficie della massima quantità di energia;

- la rivelazione ovvero la conversione dell'energia luminosa in correnti fotoelettriche;

- l'amplificazione di queste correnti per ottenere una buona audizione telefonica.

### 2°) Generazione delle radiazioni.

*A)* RADIAZIONI ULTRAVIOLETTE.

Le sorgenti più importanti sono la lampada a vapori di mercurio e l'arco voltaico; però io prendo ora in considerazione soltanto la prima, essendo in fototecnica esclusivamente adoperata questa come generatrice di radiazioni ultraviolette, e mi riservo di esaminare fra breve l'arco voltaico, molto ricco di radiazioni infrarosse.

La lampada a vapori di mercurio è di quarzo e contiene del gas argon alla pressione di circa mezza atmosfera. Essa è ad accensione automatica, inquantochè, appena chiuso il circuito di alimentazione, la corrente porta al calor rosso apposita spirale di costantana, la quale, facendo dilatare il gas argon, ne aumenta la pressione fino a sospingere il mercurio in un serbatoio. Viene così interrotta la continuità del mercurio nel ramo centrale e scocca perciò fra le sue estremità un arco vivissimo, che manda luce intensamente colorata in verde-giallo-violetto, e si estende gradatamente fino a raggiungere la lunghezza di alcuni centimetri. Durante il funzionamento, la pressione del gas mantiene costante la lunghezza dell'arco e quindi la intensità luminosa che da essa viene irradiata. Essendo l'arco gassoso, esso è molto sensibile alle minime fluttuazioni della tensione, non presenta quindi nell'emissione fenomeni di inerzia apprezzabili e si presta bene alla modulazione con la corrente microfonica, senza generare rumori parassiti.

Lo spettro delle radiazioni comprende due righe nel giallo, una nel verde e due nel violetto; al principio dell'ultravioletto contiene quattro intense righe intorno a 0,36 $\mu$, oltre a varie altre, pure

intense, nel campo delle onde più corte, le quali, peraltro, non sono utilizzabili perchè soggette all'assorbimento atmosferico.

Volendo effettuare trasmissioni segrete, è necessario sopprimere il gruppo delle cinque righe dello spettro visibile, fra le quali è particolarmente intensa quella nel verde, ed a ciò si presta ottimamente lo schermo filtro del Wood, di vetro all'ossido di nichel, opaco alla luce, trasparente all'ultravioletto prossimo allo spettro visibile, già usato per la telegrafia segreta in tempo di guerra.

*B)* RADIAZIONI INFRAROSSE.

Tra le sorgenti di radiazioni infrarosse vanno notati: l'arco voltaico, i filamenti incandescenti e la lampada luminescente al neon.

Poichè le medesime emettono anche radiazioni visibili ed ultraviolette, così, per utilizzare solo le infrarosse, si ricorre a schermi costituiti da vetri colorati in vari modi, ovvero da vetri ricoperti con strati uniformi di sostanze organiche colorate, o con iodio sciolto in solfuro di carbonio. Lo schermo preferito è quello di vetro all'ossido di manganese.

L'arco voltaico è uno dei più semplici dispositivi; tuttavia non è esente da gravi inconvenienti quali: il basso rendimento, la difficoltà di regolazione degli elettrodi in dipendenza del consumo ed il rumore di fondo che, quando eccede una certa intensità, maschera i suoni che si vogliono ricevere. Inoltre l'arco non tollera allungamenti oltre un certo limite, ferma restando la d. d. p.; da ciò il suo frequente sregolarsi. Per ottenere nell'arco un'azione generatrice preminente di radiazioni infrarosse, conviene impiegare carboni cavi contenenti sostanze speciali tra cui il fluoruro di calcio.

I filamenti incandescenti sono di facile modulazione, di pronto impiego, non provocano sensibili rumori di fondo e danno notevole rendimento, specie quelli di tungsteno che hanno elevata temperatura di fusione, mentre invece poco adatti sono i filamenti impregnati di ossidi, quali, ad esempio, l'ossido di torio, di cesio, di zirconio.

L'esperienza prova che l'emissione di radiazioni infrarosse è tanto maggiore, quanto più raccolta è la parte attiva del filamento, che dovrebbe avvicinarsi ad una sorgente puntiforme.

La lampada luminescente al neon, largamente impiegata nella pubblicità luminosità ed in televisione, funziona con le attuali tensioni di distribuzione 110 ÷ 120 V, quando si regoli opportunamente la pressione interna; con speciale disposizione degli elettrodi, si rende anche idonea per la fototelefonia.

Il principio che ne regola il funzionamento è basato sull'emissione luminosa dei gas rari, che è molto più complessa di quella dei corpi solidi, i quali generano le radiazioni per temperatura.

Questi gas hanno, infatti, uno spettro di emissione discontinuo, costituito da raggruppamenti più o meno complessi di righe, distribuite senza apparente regolarità (1).

La lampada non è però esente da difetti, per il basso rendimento e la spiccata sensibilità a risentire le variazioni della tensione applicata.

Nel 1930 il fisico Schroeter, dopo accurati studi, costruì una lampada a forte emissione per l'infrarosso, nella quale, in luogo del neon, è impiegato l'elio.

### 3°) **Modulazione ed interruzione del fascio di radiazioni.**

Una volta generate le radiazioni, per utilizzarle nella trasmissione, occorre modularle con la corrente microfonica, od interromperle per tratti lunghi e brevi a seconda che si tratta di fototelefonia o di fototelegrafia.

Vediamo in linea generale, e separatamente, quali sono i sistemi di modulazione e quali quelli d'interruzione.

La modulazione consiste nel far variare la intensità del fascio di radiazioni con una corrente microfonica, vale a dire con una corrente che ha in se tutte le frequenze che competono ai suoni emessi davanti al microfono.

La trattazione analitica di questo problema, pur presentando grande affinità con l'analogo problema della modulazione radiotelefonica, è molto più complessa. Basti tener presente al riguardo che in radiotelefonia si provoca la variazione dell'ampiezza di una

(1) Diversi tipi di lampade al neon, ed altri materiali, vennero messi a disposizione, per queste conferenze, dall'Istituto Radiotecnico Carlo Cattaneo di Milano.

sola corrente la così detta corrente portante a frequenza unica, mentre nel caso della fototelefonia si fa variare l'ampiezza di tutte le luci insite nello spettro delle radiazioni generate dalla sorgente.

Ciò detto, i procedimenti di modulazione di un fascio di radiazioni possono ridursi a tre tipi fondamentali:

- modulazione diretta;
- modulazione indiretta;
- modulazione elettro-ottica.

La modulazione diretta è semplice e si ottiene facendo agire direttamente sulla sorgente di radiazioni le correnti microfoniche adeguatamente amplificate, in modo da produrre variazioni della corrente di alimentazione e quindi dell'intensità del fascio luminoso.

La modulazione indiretta consiste nel lasciare costante l'intensità della sorgente di radiazioni e nel far variare, invece, con dispositivi elettromeccanici ed in relazione ad una legge fonica, l'intensità del fascio all'atto dell'emissione.

La modulazione elettro-ottica mette a profitto il noto fenomeno della birifrangenza della cella Karolus-Kerr, o quello della variazione della riflessione totale in dipendenza della variazione di pressione tra le facce combacianti di due prismi.

Vedremo più innanzi, parlando degli apparati, qualche dettaglio inerente ai tre sistemi di modulazione, di cui qui si fa cenno in generale.

Quanto poi alla interruzione del fascio, vale a dire nel caso della fototelegrafia, è bene tener presente che, quando si vuole effettuare la ricezione auditiva dei segnali morse, non basta interrompere il fascio di radiazioni in dipendenza dei segnali, come si pratica per la telegrafia ottica normale, ma è d'uopo altresì provocare al telefono un suono musicale. Per raggiungere detto scopo occorre interrompere a frequenza acustica il fascio stesso. Ciò può farsi tanto nella stazione trasmittente, quanto nella stazione ricevente.

Volendo, infine, effettuare la ricezione a vista dei segnali - e ciò solamente quando si eseguono trasmissioni con raggi infrarossi - si ricorre nella stazione ricevente alla estinzione della fosforescenza che si produce in taluni corpi quand'essi sono investiti da un fascio di radiazioni infrarosse.

### 4°) Emissione delle radiazioni.

Il problema più importante della emissione è di proiettare le radiazioni in un fascio di piccola divergenza, allo scopo di utilizzare al massimo la potenza del generatore.

La tecnica utilizza a tal fine gli stessi procedimenti che vengono usati in ottica, vale a dire i tre sistemi di proiezione a tutti noti, e cioè:

- sistema diottrico;
- sistema catottrico;
- sistema catottrico-diottrico.

I più convenienti tra i sistemi sono quelli catottrici per il fatto che, usando sorgenti luminose puntiformi, gli specchi di forma parabolica consentono di ottenere fasci poco divergenti. Inoltre, impiegando specchi metallici, l'assorbimento delle radiazioni è molto piccolo.

I sistemi diottrici presentano inconvenienti, sia per l'assorbimento delle radiazioni infrarosse da parte delle lenti, sia per la regolazione della relativa distanza focale.

I sistemi catottrici-diottrici possono, in alcuni casi, sostituirsi agli altri due, e presentano il vantaggio di ridurre la distanza focale del complesso in relazione a quella di ogni elemento.

Qualunque sia il sistema, occorre l'impiego di un dispositivo semplice e pratico per centrare la sorgente luminosa al fuoco principale.

### 5°) Propagazione.

Il fenomeno della propagazione dell'energia raggiante non è di dominio della tecnica. Molti sono i fattori che influenzano la propagazione, alcuni dei quali sono addirittura inafferrabili, perchè legati alla mutevolezza della trasparenza dell'etere elettromagnetico nel tempo e nello spazio, mutevolezza dovuta al variare della ionizzazione della stratosfera e della troposfera.

Tuttavia il problema della propagazione dell'energia è altamente interessante, poichè la esatta conoscenza dei fenomeni, che accompagnano l'energia stessa lungo il tragitto che separa l'apparato trasmittente da quello ricevente, semplificherebbe vieppiù l'impiego di dette radiazioni nei collegamenti a distanza.

Tenendo presente che l'energia hertziana si propaga per onde, è bene osservare che il lungo esercizio delle stazioni radio e le molte prove eseguite da emeriti sperimentatori hanno accertato che l'energia di che trattasi, in parte si propaga rasente alla superficie terrestre dando origine ai così detti raggi radenti o raggi terrestri ed in parte si propaga attraverso la troposfera e la stratosfera (Fig. 36). Quivi, a causa della ionizzazione degli strati stessi, la energia nel propagarsi subisce dei fenomeni di rifrazione in relazione alla variazione dell'indice di rifrazione del mezzo che attraversa. Ond'è che i raggi che si propagano nella stratosfera non seguono un percorso rettilineo, ma sibbene un cammino curvilineo con la concavità rivolta verso terra. Tali raggi, come è ben noto, si dicono indiretti o di spazio.

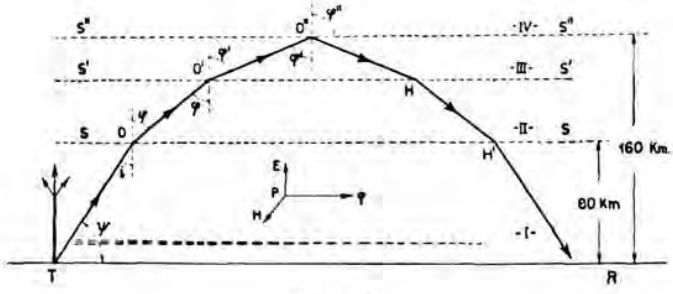



Figura 36.

Nel caso invece delle radiazioni luminose, dalle esperienze a tutt'oggi eseguite, parrebbe che l'energia si propaghi esclusivamente per raggi diretti o, per lo meno, è d'uopo pensare che i raggi indiretti subiscono tale una attenuazione lungo il loro cammino nella stratosfera, che non ritornano più sulla terra. L'assenza del raggio indiretto discendente a terra, se evita certe anomalie insite ad esempio nelle onde corte, quali i fenomeni di eco, di evanescenza e delle zone di silenzio, il che costituisce un vantaggio per la ricezione, limita per contro, a parità di tutte le circostanze, la portata di queste radiazioni rispetto alle onde ultra corte e corte. Ma v'ha di più: mentre le onde corte e medio-corte, in grazia del ben noto fenomeno di diffrazione, possono contornare gli ostacoli dell'ordine della loro lunghezza, pur lasciando

dietro di essi una zona più o meno ampia di ombra elettromagnetica nel caso delle radiazioni luminose il fenomeno della diffrazione fa sì che le medesime possano contornare solamente gli ostacoli di piccolissime dimensioni.

Ond'è che, se lo spazio interposto tra il trasmettitore ed il ricevitore non è sgombro di ostacoli, la comunicazione non è più possibile.

Oltre a questa restrizione della visibilità fra i posti corrispondenti, la portata delle radiazioni, che è funzione della potenza della sorgente di energia luminosa, è specialmente limitata dalla atmosfera, che anche nelle condizioni di maggiore trasparenza assorbe in notevole misura le radiazioni.

L'assorbimento decresce con l'aumentare della lunghezza d'onda, e precisamente man mano che si procede dall' ultravioletto verso lo spettro visibile e l' infrarosso le cui radiazioni sono perciò molto più penetranti delle precedenti. Devesi ancora tener presente che l'umidità dell'atmosfera, la pioggia intensa, la nebbia, riducono, se non annullano, la portata dei raggi ultravioletti ed infrarossi. Si può quindi dedurre che la fototelefonia segreta può praticarsi solo quando da una stazione si vede la luce dell'altra, che ha lo schermo temporaneamente alzato, cosí come avviene nella telegrafia ottica normale ad emissione di luce.

### 6°) **Captazione delle radiazioni.**

La captazione delle radiazioni consiste nel raccogliere in una determinata superficie, situata ad una certa distanza dal punto di emissione, tutta l'energia che ad essa compete. È facile comprendere che l'energia raccolta avrà effetti tanto più cospiqui sul rivelatore, quanto più si riesce a concentrarla in piccolissimo spazio.

Per conseguire detto scopo si utizzano i sistemi diottrici e catottrici, ovvero i sistemi diottrici-catottrici destinati, in questo caso, a concentrare nel rivelatore l'energia ricevuta.

Per avere una buona comunicazione, occorre determinare esattamente il piano focale del sistema e porre la massima cura nel disporre il punto più sensibile del rivelatore nel fuoco principale. Speciali dispositivi devono agevolare questa operazione, che è di importanza capitale per avere sicura garanzia di buon collegamento.

### 7°) Rivelazione delle radiazioni.

Come ho detto nella parte prima, i rivelatori di maggiore sensibilità, e che meglio assicurano le fotocomunicazioni sono: la cella elettronica al sodio od idruro di sodio, se il fascio portante è costituito da radiazioni violette od ultraviolette; la cella elettronica al potassio od idruro di potassio, se essa è costituita dall'ultravioletto visibile; la cella fotoconduttrice al solfuro di tallio od al selenio, se trattasi di radiazioni rosse od infrarosse.

Le radiazioni infrarosse si possono pure rivelare mediante:

- la pinza termoelettrica, che è stata di grande ausilio negli studi relativi agli effetti calorifici;

- l'azione antagonista delle stesse radiazioni infrarosse e di quelle ultraviolette, quando colpiscono contemporaneamente sostanze fosforescenti.

Questi due ultimi metodi, che si prestano molto bene per studi ed esperimenti da eseguirsi in laboratori scientifici, vennero adottati subito dopo la guerra dal Charbonneau per le sole comunicazioni fototelegrafiche, ma ora non sono più usati nella pratica applicazione.

Sia le celle elettroniche, sia quelle fotoconduttrici funzionano a perfezione, vale a dire che, allorquando sono investite dal solo fascio modulato, riproducono la voce, ed in generale i suoni, con chiarezza e fedeltà.

Quando invece le celle di cui si tratta, oltre che dal fascio modulato, sono colpite da radiazioni parassite, quali potrebbero essere quelle dovute alla luce solare, o ad altre sorgenti di luce artificiale, è chiaro che gli effetti si sommano. Accade cioè che le emissioni elettroniche nell'un tipo, o le variazioni di conduttività nell'altro tipo di cellula, dànno luogo al così detto abbagliamento che, in definitiva, fa riprodurre al telefono, insieme ai suoni, anche un fruscio di fondo. Quando poi la intensità di detto fruscio supera quella dei suoni, finisce col mascherare la conversazione fotofonica.

Per eliminare questo grave inconveniente, è d'uopo disporre nell'apparato ricevente diaframmi od altri dispositivi, che impediscano alle radiazioni parassite di raggiungere la cella.

Tuttavia non sempre è possibile realizzare dispositivi che isolino completamente la cella dalle radiazioni parassite, e particolarmente dalle radiazioni solari. Quando ad esempio una stazione fototelefonica lavora di giorno, accade che il variare dell'altezza del sole sull'orizzonte provoca, com'è facile intuire, una lenta variazione della luce che arriva sulla cella, e quindi si ha una continua variazione della corrente che dà luogo al fruscio. Eliminando con diaframmi o con filtri la luce solare, si riesce in parte ad eliminare il fruscio migliorando così la conversazione.

Però sta il fatto che di notte, mancando le radiazioni solari visibili, la ricezione negli apparati fotofonici è più limpida e quindi più comprensibile che di giorno.

### 8°) Amplificazione delle correnti fotoelettriche.

L'associazione della cella fotoelettrica alla valvola termoionica si è dimostrata particolarmente proficua, e si deve ad essa la realizzazione della maggior parte delle numerose ed interessanti applicazioni scientifiche della fotoelettricità in questi ultimi anni; detta unione dimostra luminosamente che, quando scienza e tecnica agiscono in armonia fra loro, si ottengono risultati sorprendenti, direi quasi meravigliosi.

In tali applicazioni si tende generalmente a mettere in evidenza, mediante adeguata amplificazione, una corrente debolissima, dell'ordine di $10^{-10}$ o $10^{-11}$ ampere, che può restare costante o quasi nel tempo, oppure essere variabile con un certo ritmo più o meno celere fotofonia e televisione:

Si presentano quindi due casi:

- amplificazione di correnti fotoelettriche costanti,
- amplificazione di correnti fotoelettriche rapidamente variabili.

La prima amplificazione si applica essenzialmente nel campo delle misure fisiche e radiotecniche, quali ad esempio la fotometria stellare, l'esame degli spettrogrammi, la polarimetria fotoelettrica, la misura di ritardi ottici ed altre.

Per quanto molto importante, questo ramo della tecnica non può avere impiego nella fototelefonia, e perciò non ne farò più cenno. Invece il secondo sistema di amplificazione riguarda per

l'appunto le correnti fotoelettriche con modulazione microfonica o rapidamente interrotte, e consente l'uso dei comuni amplificatori a bassa frequenza a più stadi, normalmente usati nella tecnica delle radiocomunicazioni.

Ciò che interessa esaminare è il collegamento della cella alla prima valvola, il quale presenta difficoltà notevoli e richiede un accurato studio perchè tutte le frequenze della voce siano fedelmente riprodotte.

Poichè abbiamo due tipi di celle, prenderò prima in esame la cella elettronica e poi quella a fotoresistenza o fotoconduttrice.

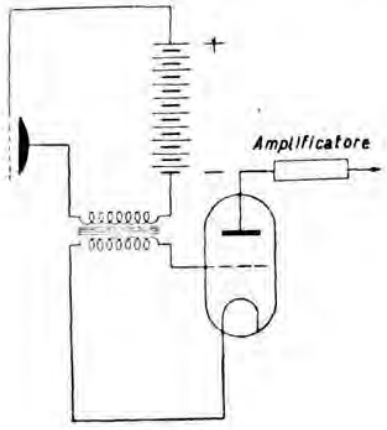



Figura 37.

*A)* CELLA ELETTRONICA.

Il collegamento potrebbe farsi con l'intermediario di un trasformatore (Fig. 37); però tale metodo causerebbe una inutile dispersione di energia, giacchè la caduta di tensione agli estremi dell'avvolgimento del primario è sempre trascurabile di fronte alla caduta interna nello spazio catodico della cella, mentre è noto che la resistenza di entrata dell'amplificatore deve avere lo stesso ordine di grandezza di quella interna della cella.

È quindi necessario unire direttamente assieme i due spazi catodici della cella e della valvola.

Uno dei metodi consiste nel collegare l'anodo della cella con la griglia di una valvola a tre elettrodi, il cui filamento sia

connesso col polo positivo della batteria di tensione della cella (Fig. 38). Sotto l'azione della radiazione, l'anodo della cella e la griglia del triodo assumono una carica negativa. La corrente di placca del triodo subisce dunque una limitazione, che è maggiore

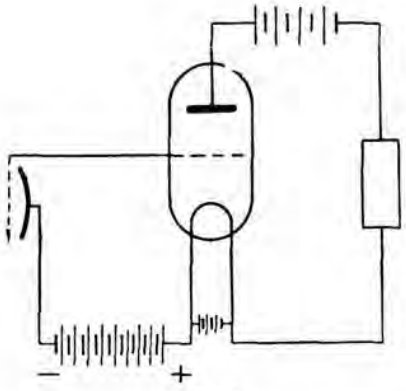



Figura 38.

se aumenta l'intensità del fascio luminoso, e minore se detta intensità diminuisce. In altri termini, l'intensità della corrente varia in ragione inversa dell'intensità del fascio. Inoltre la carica nega-

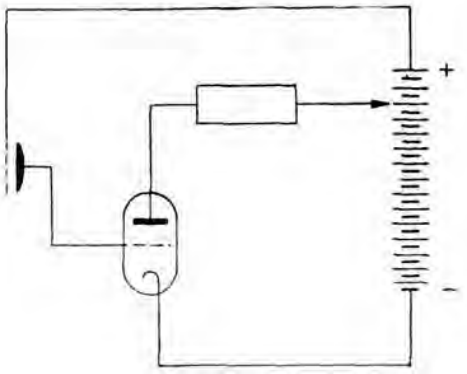



Figura 39.

tiva, che si è portata sulla griglia, richiede un certo tempo per dissiparsi attraverso i difetti di isolamento della valvola. Ne deriva che questo sistema manca della prontezza necessaria per amplificare correnti fotoelettriche variabili a frequenza acustica, mentre

il suo impiego è normale per l'amplificazione di correnti fotoelettriche costanti o lentamente variabili.

Altro metodo consiste nel collegare il catodo della cella alla griglia del triodo amplificatore (Fig. 39). In questo caso la griglia, caricandosi positivamente, favorisce l'affluire della corrente elettronica sulla placca e può riprendere il potenziale primitivo, tosto che sia cessata l'illuminazione. Si ha quindi la necessaria prontezza nell'amplificazione delle correnti variabili a frequenza acustica, e precisamente la corrente di placca aumenta o diminuisce come la illuminazione che si fa cadere sulla cella.

Se si collega invece la cellula alla griglia del triodo a mezzo di una resistenza *R* (Fig. 40), si va incontro a due inconvenienti:

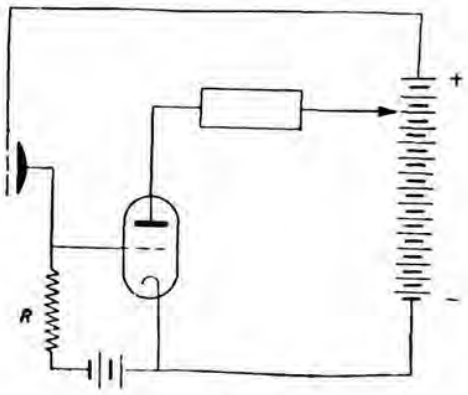



Figura 40.

necessità di procurarsi una resistenza di valore grandissimo, dell'ordine cioè di quella che compete alla cella; incostanza della resistenza della cella che dipende essenzialmente dall' intensità della luce di fondo, per cui il dispositivo non è idoneo ad amplificare nella stessa misura in diverse condizioni di lavoro.

### *B)* Cella a fotoresistenza o fotoconduttiva.

Anche l' amplificazione delle correnti delle celle a fotoresistenza si fa mettendo a profitto le peculiari proprietà del triodo amplificatore.

La inserzione della cella a fotoresistenza nel circuito d'entrata dell'amplificatore è pressochè identica alla inserzione della cella elettronica. V'ha da notare però che, a differenza delle celle elettroniche, la cella a fotoresistenza non ha polarità. Il suo funzionamento è, come si dice, simmetrico.

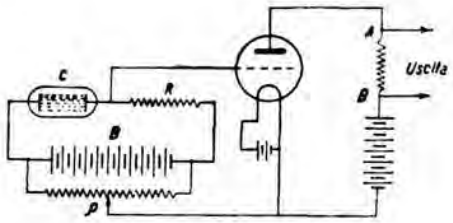



Figura 41.

Nella figura 41 è riportato lo schema per la inserzione di una cella a fotoresistenza nel circuito d'entrata di un amplificatore.

La cella *C* è disposta in serie con una resistenza *R*, dello stesso ordine di grandezza di quello interno della cella stessa: circa 1 megaohm. L'insieme cella-resistenza, con un dispositivo potenziometrico, è disposto a sua volta nel circuito griglia-filamento

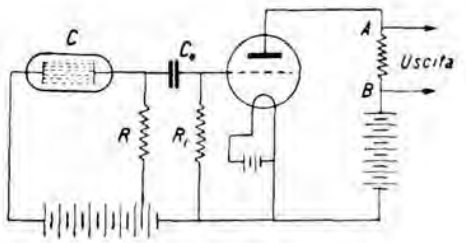



Figura 42.

della prima valvola amplificatrice. Il cursore *p* serve a prescegliere la tensione più opportuna per il buon funzionamento in amplificazione.

È facile comprendere che, quando varia la resistenza della cella sotto l'azione della luce, varia altresì il potenziale di

griglia della prima valvola amplificatrice, e di conseguenza il potenziale ai capi $A$ e $B$ della resistenza di utilizzazione di essa.

Una variante ai circuiti di cui alla precedente figura si ha disponendo nel circuito di griglia della valvola amplificatrice (Fig. 42) un condensatore $C_o$ e la resistenza di fuga $R_1$. Il potenziale da applicarsi alla cella varia da 50 a 100 volt.

## II. - FOTOCOMUNICAZIONI.

### 1°) Classificazione e breve descrizione degli apparati.

Dopo aver accennato fugacemente ai diversi aspetti della tecnica delle radiazioni visibili ed oscure, non mi resta che prendere in esame gli apparecchi fototelefonici e fototelegrafici a tutt'oggi realizzati, rilevandone speciali peculiarità, quali la concentrazione in fascio dell'energia, che consente una parziale segretezza delle comunicazioni, e la portata modesta, che li rende preziosi per i collegamenti militari a brevi distanze.

Essi potrebbero classificarsi in varie specie a seconda della potenza del generatore, del tipo di rivelatore ecc. ecc.

Noi riteniamo più conveniente classificarli dal punto di vista della modulazione, perchè, come abbiamo già notato, la modulazione dell'energia rappresenta a tutt'oggi il più delicato procedimento di questa tecnica, la quale certamente non ha ancora raggiunto quel grado di perfezione che rende la ricezione scevra dalle distorsioni.

Suddivideremo quindi gli apparati fototelefonici in tre categorie:

- a modulazione diretta;
- a modulazione indiretta;
- a modulazione elettro-ottica.

Per quanto riguarda la fototelegrafia, si ha un solo sistema di modulazione, cioè quello di interruzione del fascio alla stazione trasmittente.

## 2°) Fototelefonia.

*A)* APPARATI FOTOTELEFONICI A MODULAZIONE DIRETTA.

*a)* Arco parlante del Simon (1897) (luce visibile). Appartiene (Fig. 43) al sistema di telefonia ottica in cui la modulazione è effettuata direttamente sulla sorgente luminosa. Infatti l'arco (3) viene modulato dalla corrente del microfono (1) attraverso il trasformatore (2). Il fascio di raggi luminosi, emesso dall'arco così modulato, viene riflesso da apposito specchio (4) ed inviato alla stazione ricevente, ove analogo specchio concavo fa convergere i raggi sulla cella fotoelettrica al selenio (5). Questa, come è noto, trasforma le variazioni d'intensità luminosa in variazioni di cor-

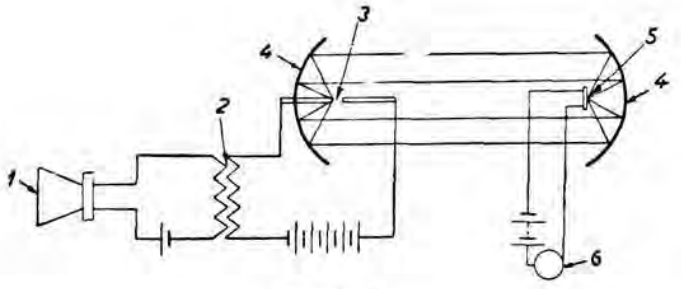



Figura 43.

rente elettrica, ottenendosi così nel circuito del telefono (6) una corrente modulata identica a quella trasmessa, tale da permettere una fedele riproduzione.

*b)* Arco parlante Duddel (1900) (luce visibile). Il sistema anzidetto venne in seguito perfezionato dal Duddel, così come risulta dal seguente schema (Fig. 44) della parte trasmittente.

Vi si nota infatti l'aggiunta di un condensatore (7), per evitare che la corrente d'alimentazione dell'arco passi nel circuito microfonico, ed una impedenza (8) per evitare che la corrente variabile del circuito microfonico passi in quello di alimentazione dell'arco. I procedimenti di emissione del fascio e di ricezione sono analoghi a quelli del Simon.

*c)* Apparato Ruhmer (1900) (luce visibile). Anche il Ruhmer perfezionò il dispositivo ad arco del Simon, realizzando lo schema sotto riportato (Fig. 45).

Le esperienze del Ruhmer vennero eseguite nel 1900-1904, proprio quando faceva i suoi primi passi la radiotelefonia.

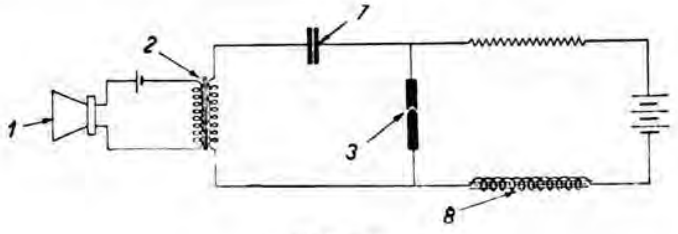



Figura 44.

Con due specchi parabolici dell'apertura di 90 cm, il Ruhmer ottenne la riproduzione dei suoni e delle parole fra stazioni distanti 15 km circa; questo sistema, però, mentre si palesava assai promettente, non ebbe ulteriore sviluppo e rimase come curiosità

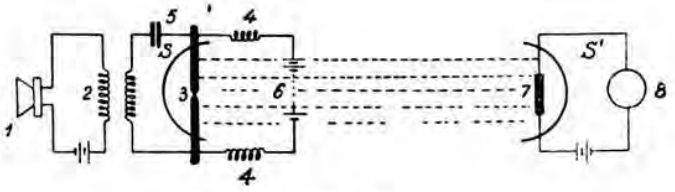



Figura 45.

scientifica. Le ragioni di questo insuccesso si devono probabilmente attribuire:

- alla visibilità del fascio, per cui non si otteneva la segretezza delle comunicazioni;
- ai noti inconvenienti dell'arco;
- alla indisponibilità in quell'epoca dei mezzi attuali di amplificazione delle correnti fotoelettriche e di rivelazione delle radiazioni.

In un altro tipo di ricevitore, il Ruhmer, al posto di una cella al selenio, usò un tubetto di vetro a pareti sottili, contenente, sotto una leggera pressione, tra due cilindretti di carbone o tra elettrodi sferici di platino o di palladio, alcuni filamenti di lampa-



Figura 46.

dina ad incandescenza frantumati o dei granuli di carbone, oppure della limatura di ferro affumicata (Fig. 46).

Il fascio luminoso modulato, proveniente dal trasmettitore e concentrato dallo specchio sul dispositivo descritto, riscalda i gra-

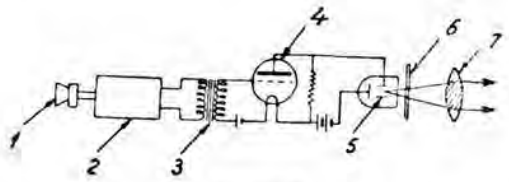



Figura 47.

nuli di carbone e provoca quindi in essi una variazione di resistenza ohmica corrispondente alla variazione di intensità luminosa.

Per conseguenza, si generano nel circuito della cella variazioni di corrente, le quali riproducono al telefono la voce.

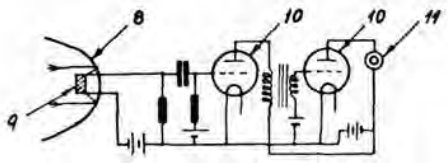



Figura 48.

*d)* Apparato Schroeter (1930) (raggi infrarossi: $\lambda = 1{,}08\ \mu$). Le radiazioni sono generate da una lampada ad elio e modulate direttamente dal microfono, previa amplificazione microfonica (Figg. 47 e 48).

La corrente microfonica, dopo l'amplificatore (2), attraversa il trasformatore (3) e viene successivamente amplificata dalla valvola (4) prima di passare a modulare la lampada ad elio (5). Il fascio luminoso modulato che ne emerge, dopo aver traversato il filtro (6), viene diretto a mezzo della lente biconvessa (7) sullo specchio concavo (8), il quale concentra i raggi in arrivo sulla cella ricevente: selenio-tellurio o thalofide (9), che ha la massima sensibilità per $\lambda = 1{,}08\ \mu$.

La corrente fotoelettrica modulata passa attraverso due stadi di amplificazione (10) e percorre infine il circuito del telefono (11), ottenendosi così la riproduzione telefonica.

*e)* Apparato Zickler (1928) (luce visibile: $\lambda = 0{,}48\ \mu$). Nello schema dello Zickler (Fig. 49), la corrente del microfono (1) percorre

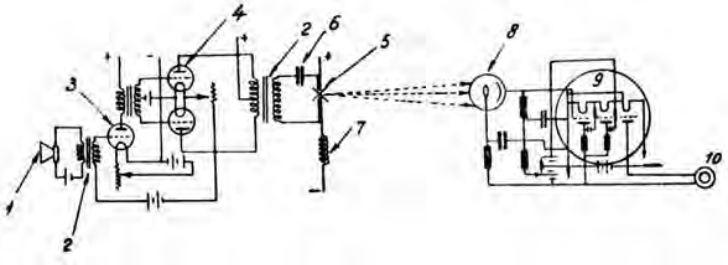



Figura 49.

il trasformatore (2), viene poscia amplificata a mezzo della valvola (3) e della coppia di valvole in push-pull (4), e quindi, attraverso adatto trasformatore, passa a modulare l'arco (5). Anche qui si nota l'aggiunta del condensatore (6) e dell'impedenza (7) per le stesse ragioni dette a proposito dello schema del Duddel.

Il fascio luminoso emesso dall'arco modulato va a colpire la cella elettronica al potassio (8), la cui corrente viene amplificata a mezzo di una valvola tripla: (9) ampolla unica con tre placche, tre griglie e tre filamenti prima di passare nel circuito del telefono (10) per la riproduzione della voce.

*f)* Apparato Majorana (1927) (raggi ultravioletti: $\lambda = \sim 0{,}35\ \mu$). Il prof. Majorana fu il primo ad iniziare in Italia, dopo la guerra, ricerche sulle varie radiazioni dello spettro, utilizzabili per comu-

nicazioni fototelefoniche, così che esse potessero rappresentare un utile complemento alla radiotelefonia ed un progresso rispetto alle classiche esperienze del Ruhmer e di altri fisici.

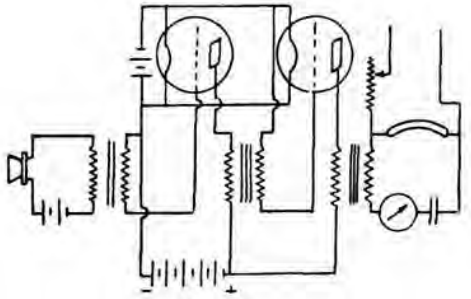


Figura 50.

Il Majorana diede in un primo tempo la preferenza ai raggi ultravioletti generati da una lampada a vapori di mercurio, poichè, oltre ad essere di facile modulazione, erano rivelati con estrema sensibilità e prontezza dalle celle fotoelettriche all'idruro di sodio,

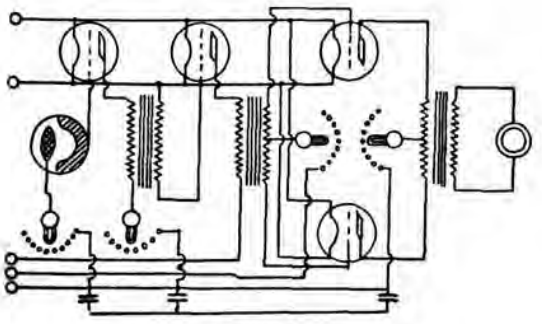


Figura 51.

molto migliori delle vecchie celle al selenio, eminentemente variabili, incostanti e relativamente poco pronte.

Gli schemi dell'apparato trasmittente e di quello ricevente sono rappresentati dalle Figg. 50 e 51 che non richiedono ulteriori illustrazioni.

*g)* Apparato Rolla e Mazza (1930) (raggi infrarossi: $\lambda = 0{,}8 \div 1{,}4\ \mu$). Il modulatore consiste in un complesso formato da un microfono *M* (Fig. 52), collegato ad un amplificatore a valvole, il quale, pel tramite di un trasformatore avente un rapporto di trasformazione appropriato, modifica la corrente di alimentazione di uno speciale arco, ricco di radiazioni infrarosse.

L'arco è formato da due carboni cavi, contenenti sostanze, come il fluoruro di calcio, il cui spettro è ricco di radiazioni infrarosse. Il fascio luminoso modulato che ne deriva viene, da uno specchio parabolico *S*, inviato sotto forma di raggi paralleli verso la stazione ricevente, dove una lente *L* li concentra sopra una cella fotoelettrica «ROMA *C*», le cui correnti variabili, convenientemente amplificate, pervengono al telefono *T*.

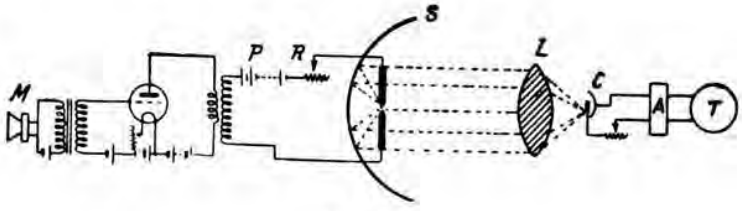



Figura 52.

*B)* APPARATI FOTOTELEFONICI A MODULAZIONE INDIRETTA.

*a)* Fotofono Bell (1880) (luce visibile). L'apparato trasmittente Bell (Fig. 53) consta della sorgente luminosa (1) che, a mezzo della lente (2), concentra il fascio sulla membrana speculare di un microfono (3).

Le oscillazioni della membrana speculare predetta, sotto l'impulso delle onde sonore, provocano la oscillazione del fascio stesso, il quale viene così proiettato a distanza con una divergenza variabile.

L'apparato ricevente consta dello specchio (4), della cella al selenio (5) e del telefono (6). Lo specchio, raccogliendo il fascio emesso, lo concentra sulla cella. Le variazioni d'intensità del fascio incidente sulla cella si trasformano in variazioni di corrente le quali a loro volta sono rivelate dal telefono (6).

Recentemente, in grazia dei perfezionamenti raggiunti dalle valvole amplificatrici delle correnti microfoniche, si è riusciti a modulare con lo stesso sistema ideato dal Bell la luce solare, in guisa che il fotofono si è trasformato in eliofono. Lo specchio di raccolta della luce solare, destinato, a sua volta, a riflettere i raggi nella direzione della stazione ricevente, soggiace a vibrazioni a frequenza acustica, le quali sono impresse allo specchio stesso dalle correnti microfoniche adeguadamente amplificate. Il fascio di luce solare resta così modulato.

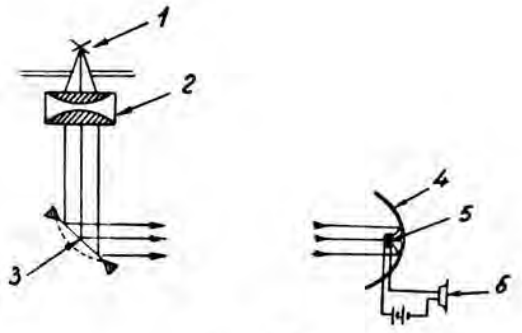



Figura 53.

In conseguenza, quando tale fascio raccolto dallo specchio ricevente si concentra sulla cella fotoelettrica, nascono nel circuito di questa correnti variabili a frequenza fonica. Tali correnti, a loro volta, opportunamente amplificate, determinano al telefono la riproduzione degli stessi suoni emessi davanti al microfono.

Se poi, dalla luce solare, con un vetro all'ossido di manganese, si filtrano le radiazioni infrarosse, l'eliofono è anche in grado di eseguire trasmissioni a radiazioni oscure.

*b)* Modulatore Majorana (1929) (raggi infrarossi: $\lambda = 0{,}1\ \mu$). Per ottenere una maggiore portata nelle comunicazioni fototelefoniche, il prof. Majorana ricercò se era possibile sostituire alle radiazioni ultraviolette quelle infrarosse, pure invisibili, con lunghezza d'onda di circa un micron e si servì (Fig. 54), per la generazione, della comune lampada ad incandescenza, come mezzo filtrante, del vetro

all'ossido di manganese e, come rivelatore, della cella al tallio da lui preparata.

Per quanto riguarda la modulazione, scartò quella diretta per mancanza di chiarezza nella riproduzione della parola e preferì quella indiretta, agendo opportunamente sul fascio prima della proiezione.

Nel modulatore Majorana, il fascio ottico proveniente dalla sorgente è concentrato dalla lente $l_1$ sopra uno specchio $S$, di piccole dimensioni; da questo il fascio viene riflesso sopra una lente di proiezione $l_2$, la quale, a sua volta, lo proietta nello spazio sotto forma di raggi paralleli.

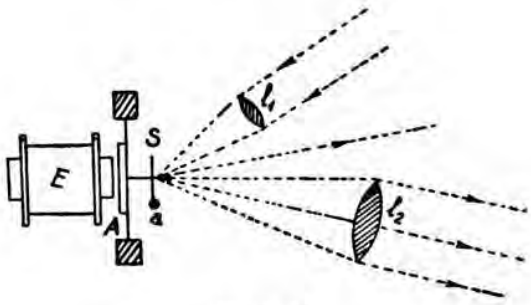



Figura 54.

Lo specchio $S$ non è fisso, ma viene posto in vibrazione attorno ad un asse $a$, mediante l' azione elettromagnetica prodotta dalla corrente microfonica. A tal uopo, lo specchio è collegato, pel tramite di un piccolo braccio snodato, ad un'ancora $A$ di ferro, affacciata ad un elettromagnete $E$, percorso dalla corrente microfonica adeguatamente amplificata. Le vibrazioni, che subisce l'ancora $A$ per effetto dell'attrazione variabile dell'elettromagnete, si trasmettono allo specchio $S$. Il fascio luminoso, che si riflette da questo, subirà perciò continue variazioni e verrà in conseguenza a colpire più o meno la lente $l_2$, in modo da originare un fascio di raggi paralleli, la cui intensità varierà seguendo le variazioni della corrente microfonica.

*c)* Modulatore Rolla-Mazza (1930) (raggi infrarossi: $\lambda = \sim 0{,}1\ \mu$). Detto modulatore (Fig. 55) consta di due lamine sottili di mica, o

di altro materiale trasparente ai raggi infrarossi, le quali portano incise delle righe equidistanti l'una dall'altra e tali che la larghezza delle singole righe eguagli la distanza che intercede fra l'una e l'altra.

Le righe sono riempite da sostanza opaca ai raggi infrarossi.

Una delle lamine è fissa, mentre l'altra, disposta in un piano parallelo ed a brevissima distanza dalla prima, è solidalmente congiunta, attraverso a leve amplificatrici, al centro dell'armatura *a* di uno speciale ricevitore telefonico equilibratore *R*, di tipo elettromagnetico, posto nel circuito di un microfono *m*, attraverso un trasformatore elevatore *T*. Quando nel ricevitore *R* agisce la corrente modulata proveniente dal microfono, la lamina mobile, la

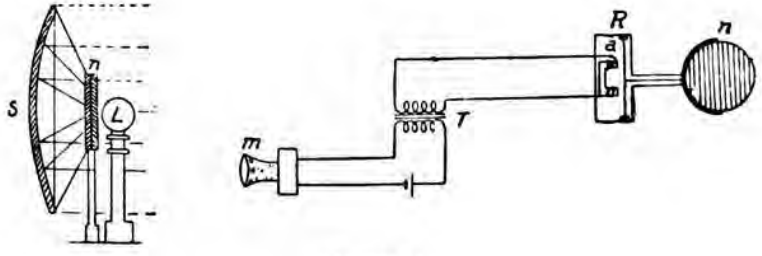



Figura 55.

cui inerzia è piccolissima, in seguito alla vibrazione della membrana *a*, è costretta a vibrare modulando le radiazioni che attraversano il sistema delle due lamine.

Nei predetti sistemi a modulazione indiretta dei raggi infrarossi, la ricezione viene fatta con specchio o lente di dimensioni adeguate, che raccoglie e concentra l'energia sopra una cella al tallio, la quale, a sua volta, è collegata ad un amplificatore ed al telefono.

### C) Apparati fototelefonici a modulazione elettro-ottica.

*a)* Apparato Schroeter (1930). Il fisico Schroeter, di cui si è già parlato, ideò un altro apparecchio fototelefonico per raggi infrarossi, provvisto di lampada ad incandescenza, in sostituzione

di quella ad elio e dotato di modulazione elettroottica con la cella Kerr inserita fra due nicol.

Essendo questo metodo di modulazione, benchè complesso e delicato nella sua costituzione, fecondo di buoni risultati, ne richiamo il principio di funzionamento e mi riferisco, nella esposizione, ad un solo raggio del fascio luminoso (Fig. 56).

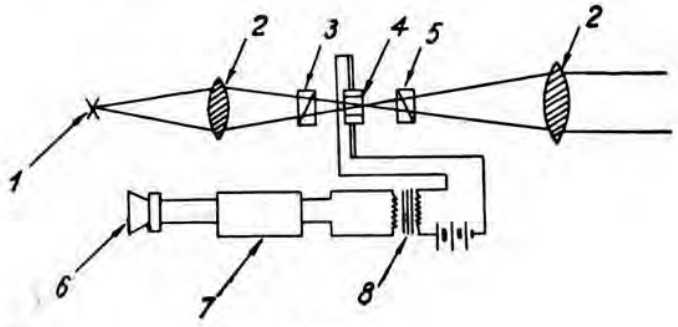



Figura 56.

Il raggio proveniente dalla sorgente (1) viene fatto convergere a mezzo della lente (2) sul nicol polarizzatore (3); il raggio straordinario polarizzato, uscendo da questo, traversa la cella di Kerr (4), che è formata da un tubo contenente solfuro di carbonio, con due elettrodi agli estremi connessi ai capi del trasformatore microfonico, e va a colpire il nicol analizzatore.




Figura 57.

Questi nicol sono costituiti da parallelepipedi di spato tagliati a metà, secondo un piano diagonale normale alla sezione principale, e con le due parti incollate mediante un leggero strato di balsamo del Canadà. Facendo incidere sullo spato un raggio di luce *I*, questo si scinde nei due raggi: l'ordinario *O* e lo straordinario *S* (Fig. 57).

Gli angoli delle facce del cristallo col piano del balsamo sono scelti in modo che il raggio ordinario *O* più deviato, incontrando la superficie del balsamo sotto un angolo superiore a quello limite, viene riflesso totalmente e rinviato da un lato, sicchè il solo raggio straordinario *S*, meno deviato, attraversa il cristallo e ne esce polarizzato in un piano perpendicolare alla sezione principale.

Sul percorso del raggio straordinario *S*, emergente dal primo nicol, è disposto, come si è detto, un secondo nicol (analizzatore), identico al primo e capace di rotare attorno alla direzione di propagazione della luce. I due cristalli siano inizialmente paralleli, ossia abbiano parallele le sezioni principali; in tali condizioni, dal secondo nicol emerge un raggio che ha la stessa intensità luminosa di quello *S* incidente su di esso.

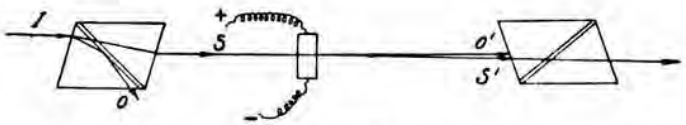



Figura 58.

Facendo rotare il secondo nicol, l'intensità luminosa del fascio emergente va gradatamente diminuendo, finchè, quando le sezioni principali dei due nicol sono ortogonali fra loro, la luce si estingue del tutto. I due nicol si dicono allora incrociati. Continuando la rotazione del secondo nicol, la luce riappare e va aumentando fino a raggiungere l'intensità di quella incidente, per poi decrescere di nuovo e così via.

Supponiamo ora di avere due nicol incrociati; fra essi sia disposta la cella di Karolus-Kerr, che è costituita, come si è detto, da un tubo contenente solfuro di carbonio, ai cui estremi si trovano due elettrodi, che sono collegati ai capi di un circuito elettrico a campo variabile (Fig. 58).

Sotto l'azione del campo elettrico su esso applicato, il solfuro di carbonio diviene birifrangente, sicchè il raggio polarizzato *OS* (Fig. 59) si scinde in due raggi *OO''* ed *OS'*, a loro volta polarizzati l'uno nel piano del raggio *S'* e l'altro in quello normale.

Questi due raggi attraversano il solfuro con velocità differenti - la differenza è proporzionale al quadrato del campo elettrico - e quindi presentano all'uscita una differenza di fase. Il secondo nicol (analizzatore) lascia passare, di questi due raggi, soltanto le componenti $OO'$ ed $OS''$, che sono complanari e quindi interferiscono dando luogo a luce od oscurità, a seconda della differenza di fase, che è funzione del campo elettrico agente sul solfuro.

Supponiamo ora (Fig. 56), che la corrente proveniente dal circuito microfonico (6), opportunamente amplificata (7) e trasformata (8), vada alla cella di Kerr. Ne deriva che le variazioni d'intensità di tale corrente si traducono in variazioni della birifran-

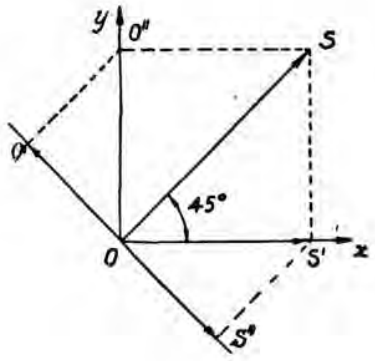



Figura 59.

genza del solfuro di carbonio e quindi di intensità luminosa del raggio che attraversa il secondo nicol, ottenendosi così la modulazione di detto raggio di luce.

*b)* Sistema Nedinsco-Zeiss. È caratterizzato dall'utilizzazione del medesimo sistema ottico sia per la trasmissione che per la ricezione, e dall'uso di un dispositivo modulatore basato su principio originale del tutto diverso dai vari altri prima cennati.

Lo schema del sistema Nedinsco-Zeiss è segnato nella Fig. 60.

La luce di una sorgente puntiforme $S$ viene concentrata su di un prisma $P$ con incidenza tale da subire due riflessioni totali

e da cadere sulla lente *L*, che la dirige in fascio parallelo verso la stazione lontana.

Ciò avviene, però, se il prismetto modulatore *p* è distaccato dalla faccia inclinata del prisma *P*. Se invece le due facce vengono a contatto con una certa pressione, una parte dell' energia luminosa di *S*, invece di subire in *A* la riflessione totale, penetrerà nel prismetto *p* e verrà sottratta al fascio luminoso incidente sulla lente *L*.

La modulazione si compie in virtù di detto fenomeno, inquantochè il prismetto *p* è solidale con la membrana *l* del microfono o meglio é sollecitato a muoversi dalla membrana *l*, su cui agiscono le correnti microfoniche amplificate, e perciò la pressione di *p* su *P* varia con la legge dell'onda acustica.

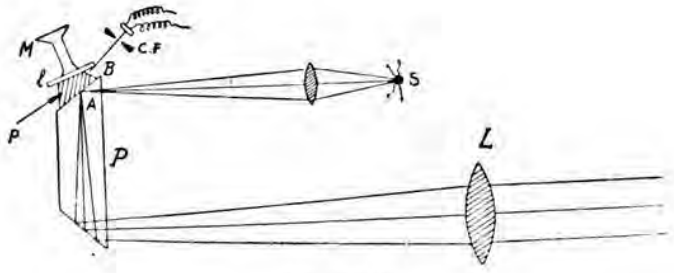



Figura 60.

Per la ricezione, invece, un apposito commutatore rende la pressione di contatto dei due prismi tale che la luce proveniente dalla stazione lontana attraverso alla lente *L*, anzicchè subire in *A* la riflessione totale, penetra nel prismetto, viene rifratta, esce in *B* e cade sulla cella fotoelettrica, di cui non è stata resa nota la composizione.

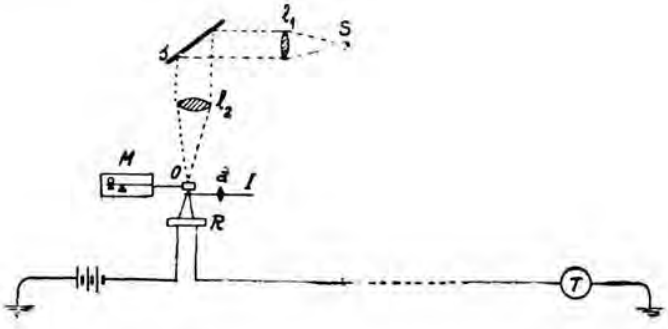
In questo modo è possibile, con la semplice manovra di un commutatore, passare dalla trasmissione alla ricezione e viceversa, ed effettuare perciò la corrispondenza fototelefonica bilaterale.

Particolarmente delicata è la regolazione della pressione iniziale del prisma piccolo sul grande, poichè da essa dipende la profondità e la chiarezza della modulazione. Apposito congegno permette di eseguire la regolazione in parola.

### 3°) **Fototelegrafia.**

Diamo ora un fuggevole sguardo ai principali apparecchi per fototelegrafia.

*A)* APPARATO MERCADIER (1891) (luce visibile). Il Mercadier, fin dal 1891, aveva proposto un sistema di segnalazione telegrafica (Fig. 61) basato sull' impiego di un disco rotante munito di fori e mobile davanti ad una sorgente luminosa di intensità costante, in guisa da interrompere il fascio con la fre-




*S — Sorgente luminosa.*
*$l_1$ $l_2$ — Lenti.*
*s — Specchio.*
*O — Diaframma.*
*I — Disco forato.*
*a — Asse di rotazione del disco.*
*M — Tasto telegrafico.*
*R — Cella al selenio.*
*T — Telefono.*

Figura 61.

quenza data dal prodotto della velocità del disco per il numero dei fori in esso praticati.

Il fascio così modulato viene proiettato sopra una cella al selenio inserita con una pila in una linea telegrafica a circuito misto, lunga anche parecchi chilometri e provvista di telefono alla stazione ricevente.

Per tutta la durata in cui si tiene abbassato il tasto *M*, si ha nel telefono un suono musicale, la cui acutezza è proporzionale

al numero dei fori del disco *I*, che passano in un secondo dinanzi alla cella.

*B*) APPARATI CHARBONNEAU (1916) (raggi infrarossi). L'apparato Charbonneau (Figg. 62 e 63), realizzato durante la guerra,

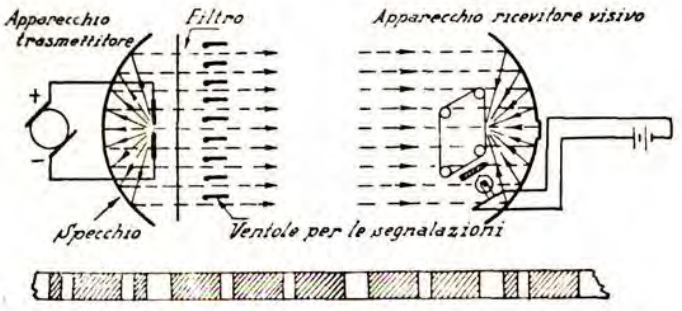



Figura 62.

consta del trasmettitore di tipo unico e del ricevitore di due tipi: il visivo e l'acustico.

Il trasmettitore si compone:

- di una lampada ad arco a carboni metallizzati, della potenza di circa 1000 W (30 V e 30 A), posta nel fuoco di uno

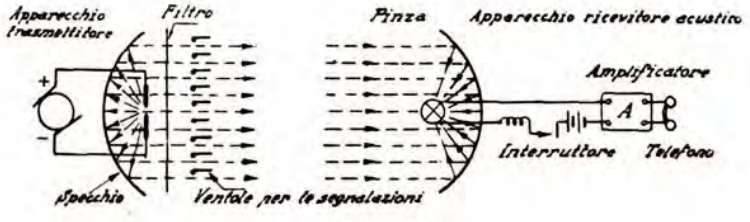



Figura 63.

specchio parabolico di vetro argentato, del diametro di 350 mm; la temperatura dell'arco varia fra 3500° e 4000°; in alcuni apparati la lampada ad arco è sostituita da una lampada ad incandescenza;

- di un filtro all'ossido di manganese per l'infrarosso;

- di un occultatore, situato fra la sorgente luminosa e lo specchio, costituito da una ventola mobile comandata dal tasto telegrafico; il movimento della ventola fa scoprire la sorgente di luce per la durata dei punti e delle linee del codice Morse.

Il ricevitore visivo comprende uno specchio parabolico di vetro argentato del diametro di 250 mm, nel cui fuoco è disposta la zona di carta morse, imbevuta di solfuro di zinco, la quale diviene fosforescente quando è investita dalle radiazioni ultraviolette generate da una sorgente locale (Fig. 62).

Questa è costituita da una lampada ad incandescenza, il cui fascio luminoso, prima di cadere sulla zona, attraversa un filtro per radiazioni ultraviolette, formato da una lastra di vetro bleu monocromatico, oppure da una fiala di vetro contenente una soluzione di solfato di rame ammoniacale.

Quando la zona fosforescente è colpita dalle radiazioni infrarosse inviate dalla stazione trasmittente e captate dallo specchio, diviene oscura; sulla zona si hanno perciò punti e tratti oscuri, secondo il ritmo della trasmissione. Per l'osservazione della zona, serve un oculare applicato nel centro dello specchio.

Il ricevitore acustico è munito di uno specchio parabolico di bronzo dorato del diametro di 250 mm, nel cui fuoco è disposta una coppia termoelettrica con contatto platino-tellurio. (Fig. 63).

La corrente, che la coppia genera allorchè è colpita dalle radiazioni infrarosse, viene prima fatta passare attraverso un dispositivo interruttore (ticker), che la modula a frequenza acustica ($1000 \div 2000$ c/s), e quindi inviata in un amplificatore, il quale permette la ricezione, in cuffia o in alto parlante, dei segnali trasmessi.

La portata consentita dagli apparati Charbonneau varia con la potenza dell'arco o della lampada ad incandescenza e col diametro degli specchi impiegati: in genere, però, la comunicazione è consentita solo a distanza di pochi chilometri.

*C)* APPARATI DI FISICI TEDESCHI. Nel 1916 il fisico Weigert ed il Capitano Loewenstein eseguirono in Germania esperienze di telegrafia con l'impiego di radiazioni ultraviolette. Come sorgenti

di radiazioni, il primo impiegò l'arco voltaico, il secondo una speciale lampada ad arco a vapori di mercurio, funzionante con tensione di 8 V e nella quale il vapore era prodotto dal riscaldamento per effetto joule di una goccia di mercurio.

Come schermo, tutti e due impiegarono il filtro di Wood. In ricezione, come rivelatore, il Weigert si avvalse della fosforescenza che il ferrocianuro di bario acquista sotto l'azione dei raggi ultravioletti; fu raggiunta una portata massima di 6 km. Per il Loewenstein non è noto il sistema di rivelazione adoperato, nè la portata raggiunta.

Nel 1930, Schroeter realizzò una stazione fototelegrafica a raggi infrarossi ($\lambda > 0{,}745\ \mu$), con la quale ottenne una portata di circa 28 km. Il generatore di radiazioni da lui usato è costituito da una lampada ad arco della potenza di 600 W; come schermo è impiegato un filtro di Wratten (1) n. 87 per l'infrarosso e, come modulatore, un disco forato rotante con una ventola comandata dal tasto.

Il rivelatore, in ricezione, è costituito da una cella al seleniotellurio, connessa con un amplificatore del tipo normale a 4 valvole.

### 4°) Considerazioni generali sulle fotocomunicazioni.

Esaminati, come abbiamo fatto, i principali sistemi di fototrasmissione del pensiero a distanza, occorre ora stabilire se conviene orientarsi verso le radiazioni ultraviolette o verso quelle infrarosse, se è meglio valersi della fototelefonia o della fototelegrafia. Faremo infine alcune considerazioni relativamente alla segretezza delle comunicazioni.

*A*) - SCELTA DELLE RADIAZIONI. - Tenuto conto che:

$\alpha$) gli apparati per radiazioni infrarosse, oltre a risultare più leggeri e di minor ingombro di quelli per radiazioni ultraviolette, richiedono notevole minor potenza per la sorgente luminosa;

$\beta$) le radiazioni infrarosse sono meno assorbite dall'atmosfera di quelle ultraviolette;

(1) Non si conosce nè il processo di preparazione, nè la composizione del filtro, ma sembra trattarsi di filtro all'ossido di manganese.

γ) le celle al tallio per raggi infrarossi ultimamente allestite hanno presso a poco la stessa sensibilità e prontezza di quelle elettroniche all'idruro di sodio per radiazioni ultraviolette;

δ) la modulazione elettro-ottica è molto complessa e delicata;

ε) il fascio di radiazioni ultraviolette dà luogo a fenomeni di fluorescenza e fosforescenza che possono compromettere le segretezza,

riteniamo che convenga orientarsi verso le radiazioni infrarosse, generate da lampadine ad incandescenza con filamenti di tungsteno, utilizzando la modulazione diretta per brevi distanze e la modulazione indiretta per distanze maggiori.

Non è tuttavia da escludersi che, in determinate circostanze di ambiente e di funzionamento, debba darsi la preferenza alle radiazioni ultraviolette.

*B)* - NATURA DELLE COMUNICAZIONI. - Le comunicazioni telegrafiche con segnali convenzionali, oltre ad essere notevolmente meno rapide di quelle telefoniche, richiedono personale specializzato per la ricezione e perciò sono meno usate, e, poichè il trasmettitore fototelefonico, con l'aggiunta di dispositivi molto semplici, come un tasto, un vibratore ed un commutatore, consente pure la trasmissione dei segnali Morse, si può ritenere che la tecnica esclusivamente fototelegrafica sia ormai superata.

*C)* - SEGRETEZZA DELLE COMUNICAZIONI. - Le fotocomunicazioni sono segrete, se vengono impiegati filtri assorbenti lo spettro visibile e trasparenti alle radiazioni oscure; non si ottiene alcuna segretezza, invece, se il fascio luminoso è proiettato al completo.

In questo caso, però, la voce ed il segnale telegrafico sono riprodotti con maggiore intensità, giacché gli effetti fotoelettrici delle radiazioni visibili ed oscure si sommano.

Per avere il massimo rendimento, è consigliabile disporre di tre tipi di filtri: uno poco assorbente e sottile per il giorno; uno più assorbente e di maggior spessore per la notte; un terzo, di grossezza intermedia, da usarsi secondo le circostanze. Le radiazioni che attraversano il filtro sottile usato di giorno sono così atte-

nuate in intensità, da non essere visibili che a breve distanza, per cui il collegamento può egualmente ritenersi segreto; in ogni modo le operazioni di puntamento sono sempre agevolate quando si ricorre temporaneamente al fascio visibile, cioè fino a quando da una stazione non si è determinata la posizione dall'altra.

Per sintetizzare quanto è stato detto sugli apparati di fotocomunicazione, a tutt'oggi studiati e costruiti, si riporta qui di seguito uno specchio riassuntivo, desunto in gran parte dalla rivista tedesca *Physikalische Zeitschrift*, 1931, nel quale sono indicate per ogni tipo di stazione le caratteristiche fondamentali, inerenti sia alla parte trasmittente che a quella ricevente. È un lavoro di sintesi che serve ad orientare il lettore sullo sviluppo complessivo raggiunto finora nel campo applicativo delle trasmissioni, mediante l'utilizzazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro.

## III. - NUOVI SISTEMI DI MODULAZIONE.

### 1°) Generalità.

Nella seduta del 9 luglio 1932-X del congresso internazionale di elettricità di Parigi, S. E. l'Accademico d'Italia prof. Vallauri comunicò che, nel laboratorio fisico della scuola degli ingegneri di Torino, i professori Wataghin e Deaglio avevano studiati nuovi sistemi di modulazione della luce emessa da un filamento incandescente di costituzione speciale, assai interessanti sia per la fototelefonia a raggi visibili ed infrarossi, sia per altre applicazioni, come la televisione.

Nello studio del prof. Wataghin sulla modulazione della luce, inserito negli atti della R. Accademia delle Scienze di Torino - adunanza 24 aprile 1932 - ed in quello redatto dallo stesso fisico Wataghin in collaborazione col prof. Deaglio, pubblicato nel periodico *Alta frequenza* del settembre 1932, sono per l'appunto descritti tre metodi di modulazione della luce emessa da un filamento, per effetto:

- di un bombardamento elettronico a flusso energetico variabile;

- del calore di evaporazione degli elettroni termoionici sottratti all'elettrodo emittente in quantità variabile;

- dell'utilizzazione di pellicole metalliche sottili ottenute sopra materiali cattivi conduttori del calore.

### 2°) **Modulazione per bombardamento elettronico.**

Il principio della modulazione per bombardamento elettronico riposa sul seguente fatto.

Se chiamiamo:

$n$ il numero degli elettroni incidenti sopra una superficie anodica,
$v$ la velocità acquistata per effetto di un campo elettrico di $V$ volt,
$m$ la massa dell'elettrone,
$e$ la carica dell'elettrone,

l'energia liberata sulla superficie anodica incidente è:

$$n \frac{1}{2} mv^2 = n\, e\, V \qquad [1]$$

Nella [1] si è trascurata la velocità iniziale dell'elettrone. Variando il numero degli elettroni o la velocità di essi, varia l'energia del flusso degli elettroni incidenti sull'elettrodo.

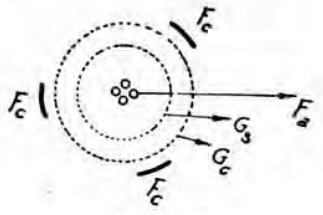



Figura 64.

Se il potenziale acceleratore $V$ si fa variare in dipendenza di una corrente modulata, viene, come facilmente si concepisce, modulata la luce emessa da un elettrodo incandescente.

Questo principio è stato attuato mediante un tetrodo particolare indicato in sezione orizzontale nella figura 64; $F_c$ sono tre filamenti catodici rettilinei all'ossido di bario i quali, a mezzo di una batteria di accumulatori, vengono portati alla incandescenza per emettere elettroni; $G_c$ è la griglia di controllo, alla quale si

applica il potenziale di modulazione, $G_s$ la griglia schermo ed $F_a$ quattro filamenti anodici di tungsteno, i quali possono essere portati all'incandescenza dagli elettroni incidenti, col sussidio di una seconda batteria di accumulatori.

Ora è chiaro che, variando il potenziale della griglia di controllo con la tensione di modulazione, varia l'energia del flusso di elettroni incidenti sui filamenti anodici.

Questo sistema è sensibile per frequenze di modulazione fino 17 000 c/s.

### 3°) Modulazione della luce utilizzando il calore di evaporazione degli elettroni.

Questo sistema di modulazione si basa sulla sottrazione di energia che operano gli elettroni da una superficie metallica calda.

Tale sottrazione di energia, a sua volta, è dovuta al calore di evaporazione degli elettroni.

Com'è noto, l'energia di evaporazione di $n$ elettroni è espressa dalla formula:

$$C_v = b\, n$$

essendo $b$ la costante di Richardson, che, ad esempio, per il tungsteno, è eguale a 4,5 volt $\times$ elettrone.

Quando in un tubo elettronico si ha una emissione per cui la corrente è quella di saturazione, se $n_s$ è il numero degli elettroni a secondo emessi dal filamento incandescente, questo si raffredda e perde per ogni secondo l'energia:

$$W_p = b\, n_s$$

Ma:

$$n_s\, e = i_s$$

essendo $i_s$ la corrente di saturazione. Ne consegue che:

$$b\, n_s = \frac{1}{e}\, b\, i_s \qquad [1]$$

## Specchio riassuntivo delle caratteristiche elettr

| AUTORE | SORGENTE DELLE RADIAZIONI | NATURA, LUNGHEZZA D'ONDA DELLE RADIAZIONI UTILIZZABILI | SELETTORE DELLE RADIAZIONI UTILIZZABILI | MODULAZIONE |
|---|---|---|---|---|
| BELL (1880) | Lampada ad arco | Radiazioni visibili lunghe | Cella ricevente | Riflessione su me brana oscillant |
| ZICKLER (1898) | Lampada ad arco da 60 A | Ultravioletto ($\lambda = 0{,}35$) | Filtro a vetro | Telegrafica |
| SIMON (1901) | Lampada ad arco da 3 A | Radiazioni visibili lunghe | Cella ricevente | Arco parlante |
| RUHMER | Lampada ad arco | Radiazioni visibili corte | | Arco parlante Du del |
| RUHMER (1904) | Idem | | | Arco parlante Du del |
| THIRRING (1920) | Idem | Radiazioni visibili lunghe | Cella ricevente ($\lambda$ max $= 0{,}7$) | Arco parlante |
| THIRRING (1920) | Lampada ad incandescenza con filamento di Wolframio da 5 watt | | | Arco parlante |
| MAJORANA (1927) | Lampada a vapori di mercurio | Ultravioletto ($\lambda = \backsim 0{,}365$) | Filtro all'ossido di nichel | Arco parlante Du del |
| ZICKLER (1928) | Arco con carboni Goerz-Beck a diversa intensità da 15 a 30 A | Radiazioni corte visibili ($\lambda$ max $= 0{,}48$) | Cella ricevente (max per 0,438) | Arco parlante Du del |
| MAJORANA (1929) | Lampada ad incandescenza da 500 watt | Infrarosso ($\lambda = \backsim 1$) | Filtro all'ossido di manganese | Specchio mobile |

(1) $d$ = diametro in cm $f$ = distanza focale in cm $\lambda$ = lunghezza d'onda in micron

## stiche elettiche degli apparecchi per fotocomunicazioni. (1)

| | Amplificazione microfonica | Dispositivo ottico: Trasmettitore | Dispositivo ottico: Ricevitore | Rivelatore | Amplificatore | Portata in km. |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Riflessione brana ca... | — | Specchio o lente | Specchio | Cella al selenio | — | 0,25 |
| Telegrafia | — | Specchio metallico $d = 80$ | Lente di quarzo $d = 4$ | Rivelatore a scintilla sotto pressione di 200 mm di Hg. | — | 1,3 |
| Arco parlante | — | Specchio $d = 90$ $f = 32$ | Lente $d = 30$ | Cella al selenio | — | 2,5 |
| Arco parlante del | — | Specchio $d = 35$ | Specchio $d = 50$ $f = 7$ | Cella al selenio cilindrica, lunga 23 mm $d = 18$ mm | — | 7,00 |
| Arco parlante del | — | Specchio $d = 60$ | Specchio $d = 90$ | Cella al selenio cilindrica | — | 15,0 |
| Arco par... | Amplificazione | Specchio $d = 35$ | Lente $d = 22$ $f = 30$ | Cella al selenio con superficie ricevente di 1 mmq | 4 valvole | 9,00 |
| Arco par... | Idem | Idem | Idem | Idem | Idem | Alcuni km |
| Arco parlante del | 1 valvola | Lente di quarzo $d = 50$ $f = 50$ | Come per il trasmettitore | Cella elettronica all'idruro di sodio | 1 valvola | 16 |
| Arco parlante del | 3 valvole | Specchi vari $d = 25 \div 200$ | Lente $d = 11$ | Cella al potassio | Valvola tripla Loewe | Portata massima calcolata: 38 a 707 km |
| Spectro... | — | Lente $d = 30$ | Lente $d = 30$ | Cella al tallio | Amplific. | 10,2 |

*(segue)*

## Specchio riassuntivo delle caratteristiche elettro-

*(seguito)*

| AUTORE | SORGENTE DELLE RADIAZIONI | NATURA, LUNGHEZZA D'ONDA DELLE RADIAZIONI UTILIZZABILI | SELETTORE DELLE RADIAZIONI UTILIZZABILI | MODULAZIONE |
|---|---|---|---|---|
| ROLLA E MAZZA (1930) | Arco da 75 watt<br>Arco da 100 watt | Infrarosso ($\lambda = 0{,}8714$) | Filtro e cella ricevente | Telegrafica<br>Arco parlante |
| SCHROETER (1930) | Lampada ad incandescenza | Infrarosso | Filtro | Cella Kerr |
| SCHROETER (1930) | Lampada a luminescenza (elio) | Infrarosso ($\lambda$ max $= 1{,}08$) | Idem | Arco parlante |
| SCHROETER (1930) | Arco 600 watt | Infrarosso ($\lambda$ 0,745) | Filtro Wratten n. 87 per l'infrarosso | Disco a fori rotante (solo telegrafia) |

## Caratteristiche di altri

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| LOEWENSTEIN (1916) | Arco a vapori di mercurio | Ultravioletto ($\lambda = 0{,}366$) | Filtro Wood | Telegrafica |
| WEIGERT (1916) | Arco | Ultravioletto | Filtro | Idem |
| CHARBONNEAU | Arco a carboni metallizzati | Infrarosso | Filtro all'ossido di manganese | Idem |
| NEDINSCO -ZEISS (1930) | Lampada incandescente da 15 watt | Infrarosso<br>Luce bianca<br>Luce rossa | Filtro al manganese<br>Vetri colorati | Variazione della riflessione totale sulla superficie di 2 prismi |

(1) $d$ = diametro in cm  $f$ = distanza focale in cm  $\lambda$ = lunghezza d'onda in micron

## ottiche degli apparecchi per fotocomunicazioni. (1)

| AMPLIFICAZIONE MICROFONICA | DISPOSITIVO OTTICO | | RIVELATORE | AMPLIFICATORE | PORTATA IN KM. |
|---|---|---|---|---|---|
| | TRASMETTITORE | RICEVITORE | | | |
| —— Amplificazione | Lente o specchio Specchio $d = 18$ | Lente | Cella al tallio | Amplific. | 18 con nebbia media: 15 con nebbia densa: 10 |
| Idem | Lente | Specchio | Cella al selenio-tellurio o thalofide | Idem | Non fornita |
| Idem | Idem | Idem | | Idem | Idem |
| —— | Idem | Idem | Cella al selenio-tellurio | 4 valvole | 28 |

## apparecchi fototelegrafici.

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| —— | —— | —— | —— | —— | —— |
| —— | —— | —— | Fosforescenza del platino-cianuro di bario | —— | 6 |
| —— | Specchio di vetro argentato $d = 350$ | Specchio di vetro argentato $d = 250$ mm | Nastro a fosforescenza | —— | 2 |
| | | Specchio di bronzo dorato $d = 250$ mm | Coppia termoelettrica platino-tellurio | | 10 |
| Amplificazione a 3 stadi | Lente $d = 20$ | Stessa lente del trasmettitore | Non si conosce la composizione della cella | A 3 stadi | 7 |

Ora è ben noto che, quando un tubo elettronico lavora alla saturazione, nell'interno del tubo non vi è carica spaziale, quindi tutta l'energia di evaporazione è, in realtà, sottratta al catodo incandescente.

Se, per contro, esiste la carica spaziale, una parte degli elettroni emessi, come si sa, ritorna nel filamento e restituisce l'energia sottratta durante l'uscita. Accade così che diminuisce la perdita per evaporazione.

Sia $i$ la corrente elettronica quando nel tubo esiste la carica spaziale, si ha:

$$i = i_g + i_p$$

essendo $i_g$ la corrente di griglia e $i_p$ quella di placca.
Dalla [1] risulta:

$$\frac{b\,i}{e} = \frac{b}{e}\,(i_g + i_p)$$

ove: $\frac{i}{e} = n$ è il numero degli elettroni emessi dal filamento che non vi ritornano.

Da quanto si è detto, s'intuisce la possibilità di variare l'energia tolta alla superficie del filamento e quindi la possibilità di modulare la luce emessa provocando la variazione della corrente.

Per ovvia convenienza, la tensione di modulazione è d'uopo applicarla alla griglia del triodo.

### 4°) Modulazione con pellicole metalliche sottili.

Il principio della predetta modulazione sarebbe il seguente.

Se si considera (Fig. 65) un filamento speciale costituito da un materiale cattivo conduttore del calore di raggio $r$, sul quale venga depositato un sottile strato metallico di spessore $\Delta_r$, poichè la capacità termica di un corpo, e per essa la sua inerzia, dipende dal volume del corpo stesso, il rapporto tra il volume di materiale metallico e quello refrattario, per una lunghezza unitaria di filo, è:

$$\frac{2\,\pi r \times \Delta r}{\pi\, r^2} = \frac{2\,\Delta r}{r}. \qquad [1]$$

Tale rapporto, come si vede dalla [1], è tanto più piccolo quanto più piccolo è $\Delta r$, cioè lo spessore di metallo, rispetto al raggio $r$ del cilindro di materiale refrattario.

Ne consegue che l'inerzia termica è tanto più piccola quanto più sottile è la predetta pellicola di metallo. Ma, siccome la modulazione di un filamento incandescente, al crescere della frequenza

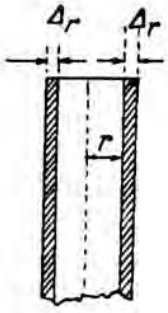



Figura 65.

di modulazione, è tanto più pronta quanto più piccola è la sua inerzia termica, si deduce che i filamenti, costituiti come si è detto innanzi, sono tanto più idonei alla modulazione delle alte frequenze foniche, quanto più sottile è la pellicola di metallo sovrapposta al materiale refrattario.

Si presume così che debbano potersi modulare filamenti incandescenti con frequenze finanche di 50 000 c/s.

Le esperienze sono tuttora in corso.

## CONCLUSIONE.

Come è ben noto, le radiazioni visibili ed oscure dalla maggioranza dei fisici sono interpretate come aspetti diversi dell'energia ondulatoria. Al confine delle radiazioni infrarosse di maggiore lunghezza: raggi Rubens, stanno le onde ultra corte o microonde, il cui comportamento, mano a mano che esse aumentano di lunghezza, perde le caratteristiche insite nelle radiazioni infrarosse,

per assumere aspetti e proprietà nuove, le cui leggi cadono nel dominio della radiotecnica propriamente detta.

Le recenti esperienze del Marconi con onde ultracorte ed i brillanti risultati ottenuti dimostrano quanto preziose siano le ricerche sulle radiazioni infrarosse ai confini delle onde elettromagnetiche.

Io ho cercato di richiamare l'attenzione sull'importanza delle comunicazioni con raggi visibili ed invisibili. È questo un vasto campo di esplorazione, particolarmente per quanto concerne il misterioso argomento delle radiazioni.

Sono certo che lor Signori, cui è affidato l'alto compito di iniziare la gioventù alla conoscenza di una delle più suggestive branche dell'elettrofisica, dall'insegnamento a loro impartito in questo nostro Istituto militare di R. T. ed E. T., trarranno incitamento e desiderio a sempre maggiormente approfondire lo studio di questa meravigliosa scienza, cui è certamente riservato il più grande avvenire.

E noi, che vediamo con viva soddisfazione rinnovarsi ed accrescersi ogni anno il numero dei frequentatori di questi corsi, che, pur nella loro brevità, cercano di essere quanto più possibile efficaci e completi, saremo lieti e paghi del nostro contributo di studio e di lavoro, se saremo riusciti a trasfondere in loro la passione stessa che ci anima, e ci sospinge ad approfondire sempre più i vasti problemi connessi a questa nuovissima scienza.

GIUSEPPE GUASCO
TENENTE GENERALE
DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

# BIBLIOGRAFIA


1. — MERCADIER. - « Principes de télégraphie optique », 1880.

2. — RUHMER. - « Neue Sende und Empfangsanordnung fuer Drahtlose Telephonie », *Physik. Zeit.*, febbraio 1391, pagg. 339-340.

3. — Q. MAJORANA. - « Le nuove radiazioni », fascicolo speciale de *L'Energia Elettrica* nel I° centenario della morte di Alessandro Volta, 1927, pag. 203).

4. — Q. MAJORANA. - « Telefonia ottica con radiazioni invisibili », *Dati e memorie sulle radiocomunicazioni*, 1930.

5. — Q. MAJORANA. - « Dalla radiotelefonia alla telefonia ottica invisibile », *Atti della Società Italiana per il progresso delle scienze*, XIII^a^ Riunione, sett. 1929.

6. — Q. MAJORANA. - Brevetto Italiano n. 279.061 rilasciato il 22 ottobre 1930.

7. — ROLLA e MAZZA. - Brevetto Italiano n. 270.529 rilasciato in data 13 gennaio 1930.

8. — K. ZICKLER. - « Das problem der Phototelephonie », *Elektr. u. Maschinenbau*, v. 46, 1928, pagg. 769-775 e 793-797.

9. — F. SCHROETER. - « Hertzsche und infrarote Strahlen als Nachrichtenmittel », *El. Nach. Tech.*, luglio 1930, pagg. 1 - 14.

10. — GRESKY. - « Ueber die Verwendung sichtbarer und unsichtbarer insbesondere ultraroten Strahlen », *Physik. Zeit.*, marzo 1931, pagg. 193-212.

11. — G. TODESCO. - « La fotoelettricità nei suoi recenti sviluppi teorici ed applicativi », *L'Elettrotecnica*, 25 luglio 1931, pag. 498.

12. — F. SCHROETER e H. LUX. - *V. D. I.*, v. 75, 1931, pagg. 237-238.

13. — V. K. ZWORYKIN e E. R. WILSON (traduzione dall'inglese di G. MALGHORN). - « Les cellules photo-électriques et leur applications », edit. Dunod, Paris.

14. — JEAN LECOMTE. - « Le spectre infrarouge ». Librairie scientifique Albert Blanchard, 3 bis, Place de la Sorbonne, Paris.

15. — TH. LYMAN (traduzione di J. RIVIÈRE). - « L'ultra violet », Librairie Félix Alcan, 108, Boulevard Saint-Germain, Paris.

16. — H. SIMON e R. SUHRMANN. - « Lichtelektrische Zellen und ihre Anwendung », edit. Springer, Berlino 1931.

17. — E. FERMI. - « Introduzione alla fisica atomica », Ed. Zanichelli, Bologna.

18. — U. BORDONI. - « L'illuminazione elettrica », fascicolo speciale de *L'Energia Elettrica* nel 1° centenario della morte di Alessandro Volta, 1927, pag. 183.

19. — G. VANNI. - « La teoria delle radiazioni luminose corpuscolari ed elettromagnetiche », *Boll. r. t. del R. Esercito*, gennaio-febbraio 1932.

20. — R. BRUNETTI. - « L'atomo e le sue radiazioni », Editore Zanichelli, Bologna.

21. — OLIVIER. - « Cours de physique générale », Tome II e III.

# RECENSIONI

**I collegamenti radioelettrici con le navi in mare.** Les comunications radioélectriques avec les navires en mer). E. PICAULT. *Ann. des Postes, Tèl. et Téleph.*, v. 21, n. 12, dic. 1932, pp. 1021-1044.

Note sui collegamenti, su onda di 600 metri, tra terra e navi in mare. Note sul servizio commerciale a lunga distanza. Descrizione dell'attrezzatura di diverse stazioni francesi e delle navi corrispondenti.

---

**La qualità in radiofonia.** (La qualité en radiotéléphonie). P. DAVID. *Rev. gén. de l'eléctricité*, v. 33, n. 5, 4 febbraio 1933, pp. 139-145.

L'autore fa osservare che la riproduzione in radiotelefonia è più complessa e delicata che nella telefonia commerciale. Tratta quindi della modulazione, del rendimento, della distorsione non uniforme, delle interferenze e dei disturbi. Bibliografia.

---

**Rendimenti massimi delle valvole amplificatrici a carico complesso.** (Maximaleistungen von Verstaerkerroehren bei komplexer Belastung). F. SOECHTING. *Elektrotechnik und Maschinenbau*, v. 51, n. 2, genn. 1933, pp. 17-23.

Analisi matematica portante al calcolo delle condizioni di adattamento, nel caso generale del carico complesso, di amplificatori e del rendimento massimo effettivo e apparente ottenibile nelle condizioni più favorevoli. È trattata inoltre la dipendenza del rendimento massimo dalla frequenza e dalla resistenza di carico ed è mostrato che, per i casi pratici, si può assumere un rendimento massimo apparente costante.

---

**La radio industria nella stagione 1932/33.** (Die Funkindustrie in der Saison 1932/33). H. MENZL. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 54, n. 2. genn. 1933, pp. 25-26.

Analisi dei tipi e dei prezzi degli apparati riceventi e delle condizioni dei mercati nella stagione commerciale 1932-1933.

---

**Misure della resistenza d'onda e della resistenza apparente di condutture libere, simmetriche e disimmetriche, ad elevate frequenze.** (Messungen von Wellenwiderstand und Scheinwiderstand von symmetrischen und unsymmetrischen Freileitungen bei hohen Frequenzen). A. CLAUSING. **Elektrotechnische Zeit.**, v. 54, n. 3, genn. 1933, pp. 54-56.

Risultati di misure della Siemens & Halske, su richiesta della V. D. I. (Ver. deutsch. Ingenieur), riguardanti particolarmente la propagazione di radiointerferenze lungo le linee. Analisi.

---

**Oscillazioni elettroniche.** (Electronics oscillations). E. C. S. MEGAW. *Inst. Electr. Engineers. Advance Paper*, n. 1 mtg. 4 gennaio 1933, pp. 13.

Sommario critico delle attuali cognizioni sulle oscillazioni elettroniche e sulla loro produzione nei triodi, diodi e circuiti magnetron. Applicazioni delle predette oscillazioni alle trasmissioni di onde corte. Descrizione degli apparecchi usati in recenti dimostrazioni.

---

**Notizie sulla teoria e sulla pratica della correzione di tono.** (Note on theory and practice of tone-correction). F. M. COLEBROOK. *Wireless Engr. & Exp. Wireless*, v. 10, n. 112, genn. 1933, pp. 4-12.

Natura della attenuazione della banda laterale che si presenta nella pratica e corrispondente richiesta di amplificazione correttiva. È mostrato teoricamente e sperimentalmente come tale amplificazione può essere realizzata convenientemente. Bibliografia.

---

**Compensazione della corrente di griglia negli amplificatori di potenza.** (Grid current compensation in power amplifiers). W. BAGGALLY. *Wireless Engr. & Exp. Wireless*, v. 10, n. 113, febb. 1933, pp. 65-68.

Analisi dei fenomeni risultanti dalla distorsione dovuta alla griglia e indicazione dei circuiti adatti per eliminare tale distorsione.

---

**Amplificazione di tensione con alta selettività per mezzo del circuito dinatron.** (Voltage amplification with high selectivity by means of dynatron circuit). F. M. COLEBROOK. *Wireless Engr. & Exp. Wireless*, v. 10, n. 113, febb. 1933, pp. 69-73.

Con un dato circuito sintonizzato su una data frequenza, il circuito normale di amplificazione e quello per amplificazione a dinatron possono essere resi comparabili come selettività, quando col primo si impieghi un alto grado di reazione. In tali condizioni, l'amplificazione di tensione, data dal circuito normale, supera quella data dal circuito dinatron, ma questo presenta il vantaggio della semplicità, poichè non richiede avvolgimenti addizionali o apparecchi ausiliari.

---

**Stadi finali.** (Output stages). C. C. WHITEHEAD. *Wireless Engr. & Exp. Wireless*, v. 10, n. 113, febb. 1933, pp. 78-82.

Scelta delle valvole europee da usarsi negli amplificatori a bassa frequenza. Trattazione analitica basata sulle curve caratteristiche. Bibliografia.

---

**Alcune caratteristiche della propagazione delle onde corte.** Some characteristics of short-wave propagation) J. HOLLINGWORTH. *Wireless Engr. & Exp. Wireless*, v. 10, n. 113, febb. 1933, pp. 89 + 90.

Fenomeni osservati usando un cercatore di direzione a raggi catodici per lo studio di segnali ad onda dell'ordine di 30 metri. Esperimenti per la determinazione dell'angolo di incidenza del raggio di ritorno verso il basso.

---

**Oscillatori a caratteristica lineare.** (Oscillator having linear operating characteristic). L. B. ARGUIMBAU. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 12, n. 1, genn. 1933, pp. 14-28.

Rassegna delle condizioni convenzionali dell'equilibrio lineare. È mostrato che tali condizioni non sono applicabili agli oscillatori pratici, perchè la regione di funzionamento non è definita con semplicità. Relazione tra gli effetti non lineari e la frequenza di modulazione. Oscillatore rispondente alle condizioni elementari lineari e sue proprietà.

**Teoria generale della propagazione delle radio onde nello strato ionizzato dell'alta atmosfera.** (General theory on propagation of radio waves in ionized layer of upper atmosphere) S. NAMBA. *Proc. Inst. Radio Engineers*, v. 21, n. 2, febb. 1933, pp. 238-262.

Teoria della propagazione delle radio onde comprese nell'intero campo delle frequenze usate; discussione dei limiti di applicabilità della teoria dell'ottica geometrica, alla propagazione stessa.

*Direttore responsabile:* Colonnello LUIGI SACCO.

# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

**PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO**

**Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma** (117)

**Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447**


## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1933-XI

(LXXII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | **28,00** |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | **23,00** |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | **46,00** |
| Estero . . . . . | » | **75,00** |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

rale
oma

Uff. 11-

Anno 12° - N. 4. Luglio - Agosto 1933 - A. XI.

**ISPETTORATO DEL GENIO**

**DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO**

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## SOMMARIO:

A. QUERQUES — Campo di induzione e campo di irradiazione.

F. AMOROSO — La Conferenza Radiotelegrafica di Madrid e la ripartizione internazionale delle frequenze.

— — Recensioni.

**Condizioni per l'anno 1933**

(Volume di oltre 240 p.)

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | L. 12 |
| Un numero separato | » 3 |
| Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati | » 8 |

**Nei paesi dell'Unione postale**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | Franchi oro 10 |
| Un numero separato | » » 2 |

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 12° - N. 4. Luglio-Agosto 1933 - A. XI.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito
Diretto dal Col. L. SACCO

# Campo di induzione e campo di irradiazione

**SOMMARIO.** - *Si riporta un procedimento adatto per esporre e discutere in modo semplice ed intuitivo le questioni relative alla irradiazione delle onde hertziane.*

**1.** — L'invio di segnali a distanza per mezzo di onde elettromagnetiche è un caso di trasmissione di energia; nel quale particolare caso, però, ha importanza primaria il controllo di essa, mentre la energia in arrivo può essere anche una frazione molto piccola di quella in partenza. Infatti basta che sia solo percettibile.

Si ha, anche qui, un « trasmettitore » che riceve energia elettrica per darne una parte al « mezzo » di connessione, che a sua volta ne consegna una parte, in generale molto piccola, al « ricevitore ».

Fra i problemi interessanti della Radiotecnica, sono: quello dello studio della forma più appropriata per la energia elettrica da trasmettere, quello della forma fisica più conveniente pel trasmettitore, e finalmente quello del passaggio di parte di essa energia dal trasmettitore al mezzo di connessione.

È noto che il trasmettitore (antenna) consta di uno o più fili, disposti opportunamente, per mezzo dei quali si irradiano delle onde e. m. quando in essi si manda corrente ad alta frequenza.

La forma più semplice concepibile per un generatore r. t. con antenna semplice, è quella indicata in fig. 1: il compito del generatore $G$ essendo quello di caricare alternativamente i due fili $A$ e $B$, ossia di prendere elettroni da $A$ e darli a $B$ e viceversa.

Il numero di elettroni trasferibili (carica), dipende, a parità di potenziale, dalla capacità di $A$ $B$. Per accrescerla, si usa la disposizione della fig. 2, che è un condensatore avente per armature il filo $A$ e la terra.




FIG. 1.




FIG. 2.

Per accrescerla ulteriormente, il filo $A$, sempre isolato dalla terra, può piegarsi parallelamente a questa, ovvero consistere di vari fili, anche essi piegati allo stesso modo ed isolati dalla terra.

**2.** — Prima di andare oltre nella esposizione, è opportuno ricordare alcune note definizioni.

Campo elettrico è lo spazio in cui si manifestano azioni elettriche. Intensità $E$ del campo elettrico in un punto è la forza agente sull'unità positiva di carica elettrica supposta nel punto. Se in questo la forza è $F$ e la carica è $q$, il campo ha la intensità:

$$E = \frac{F}{q}$$

in dine/carica elettrica (ovvero in linee/cm$^2$).

Analogamente, campo magnetico è lo spazio in cui si manifestano azioni magnetiche. Intensità $H$ del campo magnetico in un punto è la forza agente sull'unità positiva di massa magnetica supposta nel punto. Se in questo la forza è $F$ e la massa è $m$, il campo ha la intensità:

$$H = \frac{F}{m}$$

in dine/massa magnetica (ovvero in linee/cm$^2$).

La linea secondo cui si sposta la carica, o la massa, supposta libera di muoversi ad opera del campo, si chiama linea di forza. La tangente a questa linea, nei vari punti, rappresenta la direzione della forza.

Senza entrare a discutere della natura del campo elettrico e magnetico, possiamo dire che ognuno di essi è caratterizzato da una condizione (deformazione) del mezzo (etere o altro) presente nel campo; e che le forze che si manifestano nel campo sono dovute alla elasticità del mezzo stesso, che tende sempre a tornare nello stato indeformato.

Ogni particella del mezzo essendo « deformata », ne viene che ogni unità di volume possiede una energia elettrica:

$$W_e = \frac{\varepsilon E^2}{8\pi} \text{ (erg/cm}^3\text{)}$$

e una energia magnetica

$$W_m = \frac{\mu H^2}{8\pi} \text{ (erg/cm}^3\text{)}$$

$\varepsilon$ = potere induttivo specifico (in unità elettrostatiche),

$\mu$ = permeabilità magnetica (in unità elettromagnetiche),

che nell'aria non jonizzata e asciutta si possono ritenere uguali a uno.

**3.** — Rendiamoci ora conto della convenienza di dare al circuito trasmettitore di onde e. m. la forma già detta ed anche del perchè mandiamo in esso corrente rapidamente variabile.

Per farlo, useremo la via semplicista seguente, la quale, mentre ci porta a conclusioni solamente qualitative, ha il pregio di essere molto efficace.

Il circuito della fig. 3 abbia, complessivamente, la resistenza $R$ e la induttanza $L$ che, per ragioni di semplicità, supporremo costanti, e sia attraversato dalla corrente:

$$i = I_M \text{ sen } \omega t$$

in cui $I_M$ è il valore massimo di $i$.

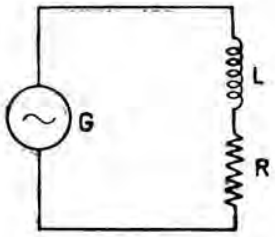



FIG. 3.

Il flusso concatenato con esso è, in ogni istante:

$$\varphi = L\, i.$$

Questo, però, è strettamente vero solo se $i$ varia con infinita lentezza, ossia se $\omega$ è infinitamente piccola.

Sarebbe anche strettamente vero se si potesse ammettere che una variazione di $i$ produce immediatamente la corrispondente variazione di $\varphi$, il che implica l'ammissione che le linee di forza magnetica si muovano con velocità infinita, o che la variazione di $\varphi$ si propaga con velocità infinita.

Bisogna pertanto dire: il valore del flusso $\varphi$, in ogni istante, diverge dal valore $L\, i$ per tale istante, per convergere verso quello dell'istante prima.

Ammettendo che $\varphi$ sia sinusoidale come la $i$, questo concetto può in certo qual modo tradursi in formola scrivendo:

$$\varphi = L\, I_M \text{ sen } (\omega t - \Theta)$$

invece di

$$\varphi = L\, I_M \operatorname{sen} \omega\, t$$

scrivendo cioè che $\varphi$ è in ritardo di $\Theta^o$ su $i$ e tenendo presente che nell'espressione scritta:

*a)* l'angolo $\Theta$ è una funzione di $\omega$, ossia di $f$; e che

*b)* l'angolo $\Theta$ non è lo stesso per i vari punti dello spazio attorno al circuito.

Il generatore $G$, affinchè nel circuito circoli la $i$, deve produrre una f. e. m. $e$ tale che:

$$e - R\, i - \frac{d\,\varphi}{d\,t} = O$$

dalla quale

$$e = (R + \omega\, L \operatorname{sen} \Theta)\, I_M \operatorname{sen} \omega\, t + (\omega\, L \cos \Theta)\, I_M \cos \omega\, t\,.$$

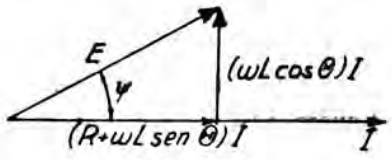



FIG. 4.

La $e$ ha il valore efficace $E$ rappresentato in fig. 4.

La potenza dissipata dal circuito è:

$$I^2 (R + \omega\, L \operatorname{sen} \Theta) = I^2 R + I^2\, \omega\, L \operatorname{sen} \Theta$$

in cui $I$ è il valore efficace della $i$.

Il primo addendo di questa espressione è la potenza spesa in calore nella $R$, ed il secondo, che pure è potenza dissipata, deve essere la potenza irradiata dal circuito nello spazio.

Inoltre, il termine $\omega\, L \operatorname{sen} \Theta$, essendo tale che, moltiplicato per $I^2$, dà potenza, è omogeneo con una resistenza e corrisponde alla « resistenza di irradiazione » che indicheremo con $R_i$.

Pertanto: fissata la corrente, per irradiare molta potenza, occorre una grande $R_i$ la quale, per una data frequenza, cresce con $L$ e con $\Theta$.

$L$ cresce o con l'aumentare le spire o con l'allargare il circuito. E con $L$ fissato, $\Theta$ cresce con l'allargare il campo, ossia con il fare $L$ ad ampie spirali invece che con una bobina compatta di molte spire.

L'antenna aperta di cui al n. 1 si può riguardare come un caso estremo di questa costruzione.

Inoltre, essendo $\Theta$ il ritardo di $\mu$ su $i$, crescendo la frequenza, la $R_i$ cresce doppiamente, poichè colla frequenza cresce tanto $\omega$ quanto $\Theta$.

Considerazioni analoghe sul campo elettrico portano a conclusioni simili. Si può quindi dire che:

La resistenza d'irradiazione di una antenna è tanto più grande quanto più la sua forma è ampia (campi allargati, diffusi) e soprattutto quanto più elevata è la frequenza della corrente in essa.

**4.** — Dal discorso fatto è risultato il peso notevole che ha la frequenza nel determinare, a parità di altre condizioni, la potenza irradiata.



FIG. 5.

E, si noti, la conclusione si è raggiunta coll'avere osservato che la variazione della intensità del campo magnetico nei vari punti dello spazio segue con ritardo le variazioni della corrente che lo produce.

Esaminiamo ora, più particolarmente, questo passaggio di energia dalla antenna al mezzo.

Nel caso della fig. 5 (anello di ferro avvolto da conduttore percorso da corrente) il campo magnetico è, praticamente, contenuto tutto nello spazio occupato dal ferro.

Siccome quando la corrente è nulla il campo magnetico deve essere nullo, vuol dire che quando la corrente si annulla il campo « si ritira » (che il campo possedeva energia si può vedere dal fatto che, cessando la f. e. m. che manteneva la corrente nel circuito, questa non cessa, ma è mantenuta, per breve tempo, dall'energia del campo).

In tutti i punti del ferro il campo comincia a diminuire e si annulla simultaneamente.

Analoghe considerazioni si possono fare pel condensatore ad aria della fig. 6: il campo elettrico è, praticamente, contenuto tutto tra le armature del condensatore. Inoltre, prescindendo dalla «elasticità susseguente» del dielettrico, quando si connettano metalli-

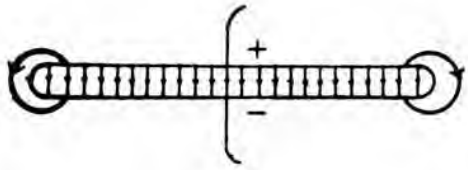



FIG. 6.

camente le due armature, tutto il campo elettrico sparisce, diminuendo ed annullandosi simultaneamente in tutti i punti.

Così, dunque, si comportano i campi concentrati in poco spazio.

Se si considerano, ora, i campi elettrici e magnetici variabili e distribuiti in grande spazio, le cose avvengono in modo diverso.

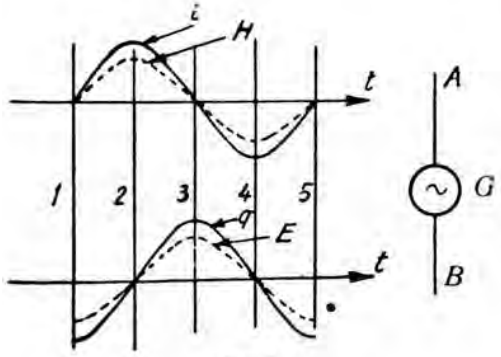



FIG. 7.

I due conduttori $A$ e $B$ (fig. 7) sono connessi all'alternatore $G$ a frequenza elevata; la carica $q$ di essi cambia in valore e segno col risultato che tra essi si ha una differenza di potenziale ed una corrente $i$ rapidamente variabili. Siccome $i$ ed $H$ sono in fase, e così pure $q$ ed $E$, il fenomeno si svolge in quattro tempi:

tempo 1: energia tutta elettrica (campo magnetico nullo)
tempo 2: id. magnetica (campo elettrico nullo)
tempo 3: id. elettrica in senso opposto
tempo 4: id. magnetica in senso opposto

e così via.

I due campi $H$ e $E$ sono a 90° nello spazio e, per essere pure a 90° nel tempo, si avvicendano. Questo sfasamento nel tempo dei due campi, significa scambio di energia tra l'aereo e lo spazio circostante. Ma ognuno dei due è sempre sotto il dominio del circuito d'aereo.

Per esempio, nel tempo 2, in cui $H$ è massimo ed $E$ è nullo, la corrente comincia a diminuire, e con essa diminuisce il campo

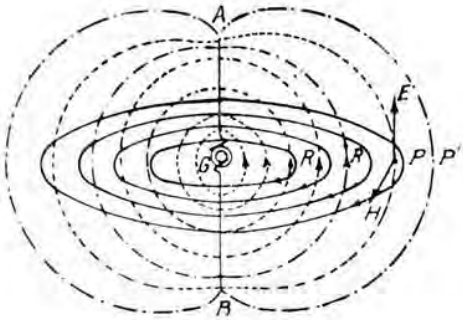



FIG. 8.

magnetico. Nello stesso tempo il potenziale, crescendo, crea il campo elettrico. In 3 le cose sono all'opposto; e così via.

Se questo ritiro di ognuno dei due campi fosse completo, non si avrebbe alcuna azione a distanza. Colle frequenze industriali lo si può ritenere praticamente completo; effetti a distanza non se ne hanno, ed il campo elettromagnetico $E$, $H$ è il noto campo di induzione che noi chiameremo, anche « campo stazionario » perchè esso non abbandona le vicinanze dell'aereo, ed è sempre vincolato ad esso.

**5.** — Ciascuno dei due campi $E$ e $H$ in un certo istante ha l'andamento indicato in fig. 8. (Vedi anche fig. 7).

Per brevità e semplicità, fermiamoci a considerare il solo campo elettrico.

Le due linee $R$ e $P$ corrispondono ognuna ad un valore di $E$.

Quando $V_{BA}$ (differenza di potenziale fra $B$ e $A$) cresce, esse vanno — nello stesso tempo — alle posizioni $R'$ e $P'$, e, quando $V_{BA}$ diminuisce, esse tornano alle posizioni $R$ e $P$, sempre nello stesso tempo (impiegato da $V_{BA}$ a variare). Ma, in entrambi i casi, $R$ comincia a « muoversi » e si « ferma » prima di $P$.

Questo perchè la condizione o perturbazione $E_R$ e $E_P$ ($E_R$ e $E_P$ intensità del campo che corrisponde alle linee $R$ e $P$, rispettivamente) che emana da $B$ $A$ viaggia con velocità finita ($3 \cdot 10^{10}$ cm/sec.) e non con velocità infinita.

Si è detto che, quando il potenziale $V_{BA}$ è nullo, il campo elettrico $E$ è pure nullo in tutti i punti: questo non è strettamente vero.

Se la frequenza di $G$ è sufficientemente alta, c'è uno sfasamento nel tempo tra $V_{BA}$ ed il campo $E_P$ nei vari punti $P$, sfasamento che varia da punto a punto. Cioè $E_P$ avrà, per es., il valore massimo $E_{P\,MAX}$ dopo che il potenziale $V_{BA}$ sarà passato per il massimo; il ritardo dipende dalla frequenza.

Nell'istante in cui $V_{BA}$ si annulla (per cambiare segno e crescere in senso opposto), il campo $E_P$ nei vari punti $P$ non sarà ancora nullo, chè non avendo l'energia « fatto in tempo a rientrare » non può più farlo dato che, ora, emana da $B$ $A$ un campo opposto a quello di prima.

Nei vari punti $P$, dunque, è rimasto un campo elettrico (energia) verticale, rivolto in alto, ed in moto; perchè tanto il campo elettrico quanto quello magnetico hanno in comune una proprietà fondamentale: a misura che si producono tendono ad espandersi muovendosi colla velocità della luce. L'energia ad essi corrispondente, non potendo più tornare al conduttore, è completamente staccata e indipendente da esso.

E si noti che, più alta è la frequenza di $G$, più energia rimane nei vari punti $P$ (più intenso è il campo).

Pertanto, l'energia elettrica rimasta nei vari punti, si allontana da $A$ $B$. E, nello stesso tempo che una certa quantità di energia elettrica è rimasta in moto, nei vari punti, esiste pure

in questi una stessa quantità di energia magnetica, agente in un piano orizzontale: perchè un campo elettrico in moto produce un campo magnetico; e viceversa. Uno in moto non può esistere indipendentemente dall'altro.

Questi due campi in moto, si sostengono a vicenda e sono completamente indipendenti dal conduttore che li ha emessi.

Che questi due campi, energeticamente, debbano esser uguali nei vari punti, segue dal fatto che, se uno fosse più grande dell'altro, la differenza non potrebbe esistere da sè, perchè allora produrrebbe l'altro campo.

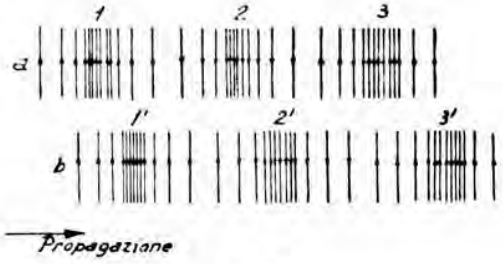



FIG. 9.

**6.** — In ogni punto, dunque, il campo elettrico, equivalente all'energia staccata dall'antenna, varia continuamente in valore e direzione, così come varia il potenziale di antenna.

E, giacchè il campo richiede un tempo finito per propagarsi, segue che la fase di esso è differente nei vari punti. In un certo istante è per es. come in *a* fig. 9, con i massimi in 1,2 . . . . . ; un istante dopo è come in *b* con i massimi in 1′,2′ . . . . .

L'onda elettromagnetica si è propagata della distanza 1 — 1′.

Il campo *H*, in direzione orizzontale, ossia normale ad *E*, segue le stesse vicende.

Siccome un campo elettrico in moto produce un campo magnetico proporzionale alla sua intensità ed alla sua velocità, segue che le intensità dei due campi sono in fase nel tempo benchè a 90° nello spazio; essi sono, cioè, polarizzati in piani ortogonali.

Il loro verso relativo si può rappresentare con tre dita della mano destra, a 90° gradi tra loro:

pollice = direzione del moto o propagazione;
indice = direzione del campo elettrico *E*;
medio = direzione del campo magnetico *H*.

L'onda e. m. prodotta da un'antenna verticale ha il campo elettrico polarizzato in un piano orizzontale.

In conclusione (fig. 10) nello spazio attorno all'antenna si hanno due componenti per ognuno dei due campi elettrico e magnetico.

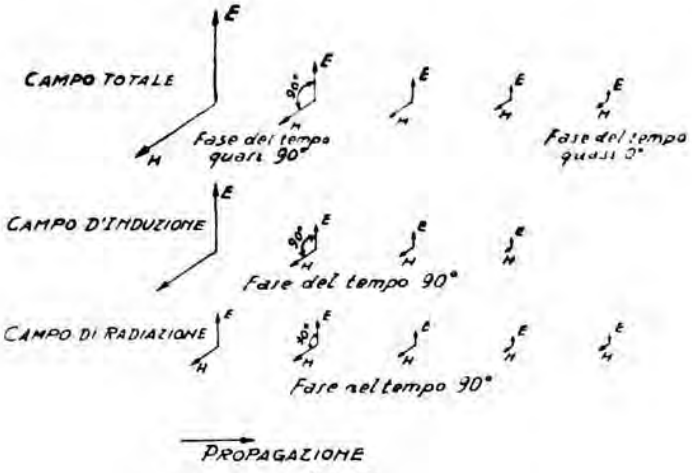



FIG. 10.

Una va dall'antenna allo spazio attorno e viceversa, e costituisce il « campo stazionario » di induzione. L'altra è quella che, dopo aver lasciato l'antenna, non ritorna più ad essa e si propaga muovendosi colla velocità della luce; essa rappresenta energia definitivamente trasferita dall' antenna al mezzo e costituisce il « campo di irradiazione ».

Nella fig. 10 è indicato il campo di induzione con i vettori *E* e *H* a 90° nello spazio ed a 90° nel tempo; il campo di irradiazione coi vettori *E* e *H* a 90° nello spazio ma a 0° nel tempo; ed il campo totale coi vettori *E* e *H* anche a 90° nello spazio ma aventi fase nel tempo variabile.

Ma non è che esistono due campi, uno d'induzione, l'altro di irradiazione, esiste bensì un unico campo, quello totale, somma dei due.

Vicino all'antenna prevale il « campo di induzione », la cui intensità varia con l'inverso del quadrato della distanza da essa, e gli effetti ivi sentiti sono dovuti prevalentemente ad esso. Lontano prevale quello di « irradiazione » (la cui intensità varia con l'inverso della distanza) e gli effetti sono dovuti quasi interamente ad esso.

A circa 1/6 di lunghezza d'onda i due campi si equivalgono.

**7.** — Allo scopo di riassumere sinteticamente quanto è stato detto ed anche per mostrare le relazioni che legano le varie

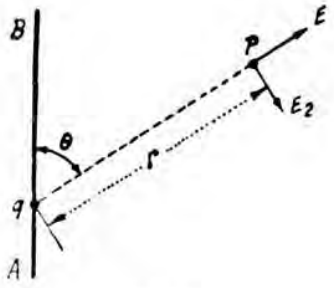



FIG. 11.

quantità in giuoco, si riporta la seguente tabella, che si riferisce al moto di una carica elettrica $q$ lungo $A\ B$ (fig. 11) con la velocità $v$ e accelerazione $a$. In un punto qualunque $P$ dello spazio circostante si hanno i campi indicati nella tabella stessa:

| Moto della carica q | Campo elettrico radiale $E_1$ (dine unità di carica elettrica) | Campo elettrico $E_2$ normale a $E_1$ ed $r$ (dine unità di carica elettrica) | Campo magnetico normale a $E_1$ ed $E_2$ (dine unità massa magnetica) |
|---|---|---|---|
| $v = 0$<br>$a = 0$ | $\frac{q}{\varepsilon r^2}$ | zero | zero |
| $v \neq 0$<br>$a = 0$ | $\frac{q}{\varepsilon r^2}$ | zero | $\frac{q\ v \operatorname{sen} \Theta}{c\ r^2}$ |
| $v \neq 0$<br>$a \neq 0$ | $\frac{q}{\varepsilon r^2}$ | $\frac{\mu\ q\ a \operatorname{sen} \Theta}{c^2\ r}$ | $\frac{q\ v \operatorname{sen} \Theta}{c\ r^2} + \frac{\sqrt{\varepsilon \mu}\ q\ a \operatorname{sen} \Theta}{c^2\ r}$ |

dalla quale risulta che il campo di irradiazione si ha solo quando la corrente varia.

ing. A. QUERQUES

## BIBLIOGRAFIA

Vanni — *Radiotecnica Generale.*

Amoroso — *Stazioni Radioelettriche.*

Sacco & Celloni — *Radiotecnica.*

Turner — *Wireless.*

Morecroft — *Principles of Radio Communication.*

# La Conferenza Radiotelegrafica di Madrid e la ripartizione internazionale delle frequenze.

**SOMMARIO.** — *Dopo aver accennato brevemente agli scopi della Conferenza Radiotelegrafica di Madrid, l'autore passa a trattare la questione della ripartizione delle frequenze tra i vari servizi radioelettrici, specialmente per quanto riguarda la gamma compresa tra 150 e 1500 kc/s (2000 e 200 metri), per la quale più difficile si presentava il raggiungimento di un accordo. Riassume quindi le esigenze dei tre servizi più importanti, che utilizzano le frequenze comprese in questa banda, ed infine esamina, dal punto di vista militare, la ripartizione delle frequenze approvata a Madrid, mostrando come, non ostante le condizioni molto più difficili, la nuova ripartizione risulti in complesso più favorevole dell'antica ai servizi militari.*

La Conferenza radioelettrica di Madrid, che ha avuto una durata di oltre 3 mesi - dal 3 settembre al 9 dicembre 1932 - ha dovuto affrontare e risolvere moltissime questioni, alcune delle quali della più grande importanza per il buon funzionamento e lo sviluppo dei differenti servizi radioelettrici.

Scopi essenziali della Conferenza radioelettrica, si può dire fossero i seguenti:

1°) - Esaminare, insieme con la Conferenza telegrafica internazionale, che contemporaneamente si riuniva a Madrid, l'opportunità e la possibilità di fondere insieme la Convenzione radiotelegrafica internazionale con quella telegrafica, in modo da riunire in un unico testo le disposizioni di carattere internazionale relative ai vari sistemi delle comunicazioni elettriche.

Come è noto, per le comunicazioni telegrafiche vigeva ancora la Convenzione internazionale stipulata a Pietroburgo nel 1875, mentre le comunicazioni radioelettriche erano rette da quella di Washington del 1927.

2°) - Sottoporre a revisione i Regolamenti annessi alla Convenzione di Washington, allo scopo di introdurvi anzitutto quelle

modifiche che eventualmente fossero risultate necessarie, in seguito all'anzidetta fusione delle due Convenzioni, ed inoltre quelle imposte dalle mutate esigenze di alcuni servizi radioelettrici e dalla esperienza ormai acquistata in cinque anni di applicazione della Convenzione di Washington.

Nelle pagine seguenti mi propongo di esaminare gli accordi internazionali conclusi a Madrid, dal punto di vista delle esigenze militari.

La fusione delle due Convenzioni internazionali, quella telegrafica e quella radiotelegrafica, è stata molto contrastata ed è stata approvata solamente dopo lunghe e laboriose discussioni: sino agli ultimi giorni della Conferenza, le varie delegazioni non erano riuscite a raggiungere un accordo in merito all'opportunità o meno di addivenire a tale fusione.

Ad essa si opponevano sopratutto gli Stati Uniti d'America, il Canadà ed altri Stati extra europei, che non avevano aderito alla Convenzione telegrafica di Pietroburgo, e nei quali inoltre i servizi delle comunicazioni, sia telegrafiche che radiotelegrafiche, non sono esercitati direttamente dallo Stato, ma bensì da compagnie private. Tali stati erano pertanto contrari ad accettare la fusione della Convenzione radiotelegrafica da loro sottoscritta, con quella telegrafica, alla quale invece, come si è detto, essi non avevano aderito, non volendo assumere impegni di carattere internazionale di maggiore portata.

Prevalse però il punto di vista, sostenuto dall'Italia e da altre delegazioni europee, favorevole alla fusione di che trattasi e venne quindi stabilita una Convenzione internazionale delle telecomunicazioni, con tre Regolamenti annessi, uno per le comunicazioni telegrafiche, uno per quelle telefoniche ed uno per quelle radioelettriche. Naturalmente nella Convenzione unica sono state lasciate solamente le disposizioni di carattere generale che si riferiscono a tutti i sistemi di comunicazione, e che inoltre posseggono un certo grado di stabilità, vale a dire non debbono essere sottoposte, per quanto è possibile prevedere, ad un continuo processo di revisione.

È opportuno osservare a tale riguardo che, per quanto dal punto di vista strettamente militare non abbia grande importanza

che le Convenzioni internazionali vigenti in materia di telecomunicazioni siano separate o riunite in un unico testo, pur tuttavia sembra interessante rilevare come, anche dal punto di vista della regolamentazione internazionale, sia stata formalmente riconosciuta l'affinità esistente tra i vari sistemi di comunicazione elettrica.

La nuova Convenzione unica non contiene alcuna disposizione particolarmente interessante dal punto di vista militare, ad eccezione di quella dell'art. 39, che riproduce l'art. 22 della Convenzione di Washington, riferentesi alle installazioni radioelettriche di carattere militare, per le quali i governi contraenti conservano la più ampia libertà. È interessante notare che, per quanto a Madrid non siano mancati tentativi intesi a limitare, in certo qual modo, tale facoltà lasciata alle Amministrazioni militari, pur tuttavia tale tesi non è stata accolta, e, come ho detto precedentemente, l'art. 22 della Convenzione di Washington è stato riportato per intero nella Convenzione di Madrid.

Per quanto riguarda la revisione del Regolamento annesso alla Convenzione di Washington, si può affermare che la questione più importante da discutere a tale proposito fosse quella della revisione della Tabella di ripartizione tra i vari servizi delle bande di frequenza. Tale questione si presentava quanto mai complessa e di difficile soluzione, in quanto che, mentre da una parte tutti erano convinti che occorresse apportare grandissime correzioni, specialmente in alcune bande, alla Tabella di Washington, ormai non corrispondente più alle mutate esigenze dei diversi servizi radioelettrici, d'altra parte tutti i servizi, nessuno eccettuato, chiedevano, a mezzo dei rispettivi rappresentanti, aumenti delle bande loro assegnate, o quanto meno il mantenimento dello stato-quo. La nuova ripartizione delle frequenze era vivamente attesa, si può dire, da milioni di persone in tutto il mondo; ad essa erano collegati inoltre interessi finanziari di notevolissima entità: si comprende pertanto come tale questione abbia dato luogo a lunghissime e spesso inconcludenti discussioni, protrattesi fin quasi alla fine della Conferenza. Sino agli ultimi giorni infatti non era stato possibile raggiungere un accordo a tale proposito che fosse accettabile da tutti, e sembrava quasi impossibile evitare il fallimento della Conferenza, fallimento che avrebbe rappresentato un gravis-

simo colpo per l'esercizio e lo sviluppo delle comunicazioni radioelettriche.

È opportuno notare che sin dai primi giorni della Conferenza si intuì, come del resto era opinione diffusa in tutti, anche prima dell'inizio dei lavori, che mentre sarebbe stato relativamente facile raggiungere un accordo per quanto riguardava le gamme al disotto dei 150 kc/s (al disopra dei 2000 metri) ed al disopra dei 1500 kc/s (al disotto dei 200 metri) molto difficile sarebbe stato invece giungere ad una soluzione, per quanto si riferiva alla gamma compresa entro quei due limiti, soluzione che potesse soddisfare ugualmente le esigenze di tutti i differenti servizi utilizzanti le frequenze di tale banda.

I servizi più importanti che occupano le frequenze comprese in tale banda, sono, come è noto, i tre seguenti:

1) Servizio marittimo.

2) Servizio aeronautico.

3) Radiodiffusione.

Sarà opportuno considerare brevemente ciascuno di questi tre servizi, onde studiarne le necessità, prima di passare ad occuparci dei servizi militari.

## 1) SERVIZIO MARITTIMO.

La navigazione marittima fornì il primo vasto campo d'impiego per la grande scoperta del Marconi, e non v'ha dubbio che nessun altro ramo dell'attività umana ha ricavato maggior utilità dall'impiego delle radiocomunicazioni. Prima di tale impiego ogni nave, non appena si trovava in alto mare, era completamente isolata, non potendo comunicare con altre navi o con la terra ferma: i soli segnali che potevano impiegarsi erano quelli ottici, con i quali le portate raggiungibili erano naturalmente molto modeste: oggi anche le navi di piccolo tonnellaggio sono in grado di comunicare tra di loro, e con gli scali di partenza o di arrivo, sino alle più grandi distanze.

La navigazione marittima si vale delle radiocomunicazioni esclusivamente per i seguenti scopi:

*a*) Servizio di sicurezza, il più antico di tutti i servizi radioelettrici, che utilizza una gamma di lunghezza d'onda intorno all'onda media di 600 metri, detta « onda di soccorso ».

*b*) Servizio commerciale di comunicazioni a breve distanza (500 - 800 miglia), che utilizza onde di lunghezza poco diversa da quella di soccorso.

*c*) Servizio commerciale di comunicazioni a grande distanza (portate di due o tre mila miglia od anche maggiori). Tale servizio, utilizzato in generale esclusivamente per la corrispondenza pubblica, si vale di onde comprese nella gamma intorno ai 2400 metri.

*d*) Servizio commerciale (radiotelegrafico e radiotelefonico) a grandissima distanza, a mezzo di onde corte: servizio che si è enormemente sviluppato negli ultimi anni.

*e*) Servizio radiofonico per piccoli battelli da pesca, utilizzante onde tra le più lunghe delle medio corte (150 - 200 metri, 2000 - 1500 kc/s).

*f*) Servizio radiogoniometrico e dei radiofari, che, nato in questi ultimi tempi, si è rapidamente sviluppato e costituisce oggi un grande ausilio per la navigazione marittima.

Di tali servizi quelli che vengono effettuati con onde comprese nella gamma in discussione (150 - 1500 kc/s, 2000 - 200 metri) sono quelli *a*) *b*) *f*); di essi quindi sarà più interessante occuparci, e si comincierà dall'ultimo.

## Servizio radiogoniometrico e dei radiofari.

Il servizio radiogoniometrico si svolge impiegando l'onda media di 800 m; tale onda e quella di 600 m, impiegata per il segnale di soccorso, corrispondono a due punti, nella tabella di distribuzione delle frequenze, che difficilmente possono essere spostati. La radiogoniometria che, come si è detto precedentemente, è della più grande utilità per la navigazione, si è talmente sviluppata che oggi si hanno, in tutto il mondo, più di 4000 radiogoniometri, mentre se ne avevano in servizio solamente un migliaio nel 1927. Tale numero, è destinato a crescere ancora di più, poichè la Con-

venzione internazionale per la sicurezza della vita in mare ha imposto che entro un certo termine, ogni nave per trasporto passeggeri avente una stazza superiore alle 5000 tonnellate, sia munita di una installazione radiogoniometrica. Per tale servizio, dalla Convenzione di Washington era riservata una gamma di 30 kc/s, e precisamente quella compresa tra 360 e 390 kc/s, in comune con i servizi mobili. Durante le discussioni svolte a Madrid risultò che, nonostante lo sviluppo dell'impiego della radiogoniometria e l'aumento del numero delle installazioni radiogoniometriche, la banda di frequenza ad essa concessa poteva subire una lieve diminuzione, per il fatto che il servizio radiogoniometrico costituisce un servizio d'impiego non continuo, in quanto che le installazioni relative sono in funzione solamente durante limitati intervalli di tempo.

Al contrario, si è mostrata insufficiente la banda riservata ai radiofari. Come è noto a Washington vennero assegnati 30 kc/s (285 - 315 kc/s. 1050 - 950 m) ai radiofari in generale, ossia cumulativamente a quelli marittimi ed a quelli aerei. Da quell'epoca il numero dei radiofari è notevolmente cresciuto e tende continuamente a crescere: infatti mentre nel 1927, al momento della Conferenza di Washington, vi erano in tutto il mondo solo 63 radiofari, nel giugno 1931 se ne contavano già 192, e tale numero ha avuto in questi ultimi tempi un ulteriore aumento, abbastanza notevole.

Per regolare il servizio europeo dei radiofari marittimi, venne, dopo la Conferenza di Washington, tenuta un'altra Conferenza tra le nazioni europee, nella quale fu concluso un accordo regionale in base al quale, dei 30 kc/s complessivamente concessi ai radiofari, 8 vennero assegnati al servizio aereo, e 22 a quello marittimo. Inoltre, tutti i radiatori esistenti vennero ripartiti in gruppi comprendenti 3 radiofari ciascuno: ad ogni gruppo fu attribuita una lunghezza d'onda o, per dir meglio, un canale avente una larghezza di 3 kc/s. Vennero quindi ottenuti complessivamente 7 canali: numero questo oggi insufficiente, a parere di tutti gli esperti. E ciò perchè, in conseguenza del grande numero dei radiofari esistenti, si rende necessario attribuire la medesima lunghezza d'onda a due gruppi di radiofari installati a non grande

distanza tra di loro. Inoltre, anche la larghezza di 3 kc/s, attribuita a ciascun canale, si è dimostrata insufficiente, per evitare disturbi; in America tale larghezza è tenuta infatti di 4 kc/s. Ne risulta quindi, che l'organizzazione adottata in Europa non è del tutto soddisfacente, ed in conseguenza essa non permette di ottenere, dall'impiego dei radiofari, tutti quei vantaggi che sarebbe possibile.

Più volte, da parte di consessi internazionali, venne auspicato un aumento della gamma d'onda concessa ai radiofari ed anche la Società delle Nazioni ha fatto ultimamente la medesima raccomandazione. Le discussioni svolte a Madrid hanno messo in evidenza la necessità di concedere un tale aumento.

SERVIZIO DI SOCCORSO E SERVIZIO COMMERCIALE A BREVE DISTANZA.

Non è necessario illustrare la importanza del primo di tali servizi che ogni giorno, si può dire, permette il salvataggio di navi, che senza di esso andrebbero perdute, sottraendo alla morte preziose vite umane. La seguente statistica comunicata a Madrid dal rappresentante, in seno alla delegazione inglese, del Dipartimento del Commercio, mette in evidenza come le condizioni del servizio marittimo siano grandemente migliorate con lo sviluppo del servizio radioelettrico.

| | TONNELLAGGIO PERDUTO PER ANNO | VITE UMANE PERDUTE PER ANNO |
|---|---|---|
| Periodo di 5 anni terminato il 30 giugno 1914 deducendo il Titanic e l'Empress of Ireland. | 185 000<br>170 000 | 1004<br>500 |
| Periodo di 5 anni terminato in dicembre 1923. | 110 000 | 264 |
| Periodo di 5 anni terminato in dicembre 1928. | 88 000 | 193 |
| Periodo di 3 anni terminato nel 1931. | 83 000 | 78 |

Queste cifre, che si riferiscono solamente alla marina inglese, sono confermate dalle statistiche del « Loyd's Register of Shipping » le quali mostrano che, durante gli anni 1903 - 1913 incluso, le perdite totali del tonnellaggio, per il mondo intero, rappresentano, per ciascun anno, una media dell' 1,24 per cento della totalità, mentre che tra gli anni 1919-1926 tale percentuale è scesa al 0,81 per cento, tra gli anni 1926-1930 al 0,72 per cento; ed infine per l'anno 1931 la cifra corrispondente è solamente del 0,48 per cento.

Oggi i regolamenti in vigore presso tutte le nazioni impongono a tutte le navi di stazza superiore ad un certo tonnellaggio, ed a tutte quelle destinate al trasporto passeggeri, di essere munite di installazioni radiotelegrafiche: cosicchè in totale in tutto il mondo vi sono attualmente più di 16 000 navi munite di impianti radioelettrici.

Il servizio di soccorso si svolge, come è noto, intorno all'onda media di 600 metri, che si è dimostrata in pratica essere la più conveniente per le sue caratteristiche di propagazione.

Sovrapposto al servizio di soccorso si svolge, come si è detto precedentemente, il servizio commerciale a breve distanza. Per tali servizi, in base alla Convenzione di Washington, potevano essere utilizzate le seguenti gamme:

360 - 390 kc s m 830 - 770 in comune con la radiogoniometria.
390 - 460 » » 770 - 650.
460 - 485 » » 650 - 620 escluse le onde smorzate e la radiotelefonia.
485 - 515 » » 620 - 580 gamma dell'onda di soccorso.

Inoltre poteva essere impiegata anche l'onda di 1365 kc/s (220 m) a condizione di non disturbare la radiodiffusione.

Una questione di particolare importanza, relativa al servizio radio marittimo è quella dell'impiego, nei trasmettitori navali, delle oscillazioni smorzate.

È ben noto che caratteristica principale dei trasmettitori ad oscillazioni smorzate è quella di possedere una scarsissima « acuità di sintonia »: vale a dire che un tale trasmettitore può eccitare non solamente i ricevitori sintonizzati sulla sua lunghezza d'onda,

ma anche quelli sintonizzati su lunghezze d'onda anche notevolmente distanti. Se ne deduce quindi come, impiegando trasmettitori ad oscillazioni smorzate, occorra, per effettuare un determinato servizio, una gamma d'onda molto più ampia di quella che sarebbe necessaria, qualora si impiegassero trasmettitori ad onde persistenti.

Oggi i trasmettitori radiotelegrafici impiegati a bordo delle navi, sono ancora in gran maggioranza del tipo ad onde smorzate; infatti su un totale di 16 000 installazioni radioelettriche navali, si hanno ben 11 000 trasmettitori ad onde smorzate.

La Convenzione di Washington ha stabilito che alla data del 1° gennaio 1940 non sia più permesso l'impiego di trasmettitori ad onde smorzate; alcune delegazioni avevano proposto a Madrid che tale data venisse anticipata al 1° gennaio 1935, ma questa proposta è stata respinta non avendo avuto l'approvazione delle nazioni marittime, le quali hanno insistito perchè fosse mantenuta quella stabilita a Washington del 1° gennaio 1940. E ciò per parecchie ragioni: anzitutto perchè l'impiego delle onde smorzate, in conseguenza della medesima causa che produce il sovracitato inconveniente, è molto più facile di quello delle onde persistenti. D'altra parte la sostituzione degli apparecchi ad onde smorzate, ossia degli apparati a scintilla, appartenenti ad un tipo lungamente sperimentato, non può essere fatta improvvisamente, ma deve invece essere fatta gradatamente, il che richiede un tempo non indifferente. Infine, e questa è forse la ragione principale, gli apparati a scintilla oggi esistenti sulle navi sono ancora in generale in buone condizioni: la loro sostituzione con altri apparati richiede senza dubbio una spesa notevole ed è sembrato che non fosse questo il momento più opportuno, stante la grave crisi attraversata dall'industria dei noli, per imporre agli armatori tale spesa.

Non v'ha dubbio però che le gamme oggi assegnate ai servizi marittimi non siano bene sfruttate, e che l'abolizione dei trasmettitori a scintilla permetterà di assegnare a tali servizi, senza alcun inconveniente, gamme molto più ristrette delle attuali. Si comprende quindi come i fautori della radiodiffusione, ai quali veniva continuamente fatto osservare come essa non si limitasse ad utilizzare lo spettro elettromagnetico assegnatole, ma cercasse invece

di invadere quello attribuito ad altri servizi ed in particolare ai servizi marittimi, non mancassero di far rilevare tale circostanza relativa al non buon impiego, da parte di questi ultimi, delle gamme loro assegnate.

## 2) SERVIZIO AERONAUTICO.

La navigazione aerea, nata, si può dire, solamente negli ultimi anni, e sviluppata poi rapidamente nella maniera più meravigliosa, ha, al pari della navigazione marittima, bisogno di collegamenti radioelettrici per il suo funzionamento e per garantire la sicurezza del volo. A differenza però del servizio marittimo che ha avuto la possibilità di esercitare, per quanto riguarda le comunicazioni radioelettriche, il diritto di primo occupante, quello aeronautico ha trovato lo spettro delle onde elettromagnetiche già quasi completamente occupato dalle trasmissioni di altri servizi ed ha dovuto farsi strada faticosamente, per ottenere quel minimo di canali radioelettrici che fosse sufficiente per funzionare e per svilupparsi.

Come è noto il Regolamento di Washington assegnava a tale servizio per la regione Europea, nella gamma di che trattasi (150 - 1500 kc/s, 2000 - 200 m), le seguenti bande:

*Per i servizi fissi.*

1) 194 - 224 kc/s in comune con la radiodiffusione
2) 224 - 250 » in esclusività
3) 250 - 285 » in comune con i servizi fissi non aperti alla corrispondenza pubblica.

Calcolando le bande comuni con un altro servizio solamente per metà della loro larghezza, si trova che ai servizi fissi dall'aeronautica erano assegnati complessivamente 58,5 kc/s.

*Per i servizi mobili.*

315 - 350 kc/s in esclusività.

In totale quindi, la Conferenza di Washington assegnava all'aeronautica, entro i limiti della gamma in oggetto, una banda complessiva di 93,5 kc/s.

Si deve però osservare che questi 93,5 kc/s rappresentano la larghezza della banda concessa in esclusività ai servizi aeronautici, i quali però avevano altresì la possibilità di utilizzare quelle bande concesse al servizio mobile in generale, che non erano dichiarate esclusive per il servizio mobile marittimo. Inoltre, i radiofari aerei potevano essere sistemati nella gamma (285 - 315 kc/s, 1050 - 950 m), assegnata ai radiofari in generale, e non solamente a quelli marittimi.

La navigazione aerea si vale delle comunicazioni aeree per i seguenti scopi:

*a)* corrispondenza con aeronavi in volo (o tra aeronavi);

*b)* servizio meteorologico;

*c)* servizio dei radiofari aeronautici;

*d)* servizio del traffico di corrispondenza tra aerodromi.

*a)* La prima categoria comprende i messaggi contenenti:

Avvisi di protezione contro le collisioni. Le aeronavi in volo sono avvisate della prossimità di altri apparecchi, e viene loro comunicata la quota alla quale devono volare.

Stato del tempo. Le aeronavi in volo vengono informate, durante lo svolgimento del volo, dei cambiamenti del tempo osservati dopo la loro partenza.

Stato del terreno di atterraggio. Le aeronavi in volo vengono tenute al corrente dei cambiamenti avvenuti, dopo la loro partenza, nello stato del terreno di atterraggio.

Progressione del volo. Le aeronavi segnalano periodicamente la loro posizione.

Radiogoniometria. Questo servizio fornisce all'aeronave la sua posizione per terra e per mare.

Informazioni meteorologiche. Fornite dall'aeronave in volo, sono particolarmente frequenti per i voli al disopra di regioni nelle quali le osservazioni meteorologiche non possono essere fatte dal suolo.

Il numero di lunghezze d'onda necessario per assicurare un tale servizio di sicurezza è, entro certi limiti, funzione del numero

di apparecchi in volo simultaneamente, numero che aumenta sempre più rapidamente.

Rientra, inoltre, in questa categoria il traffico commerciale per il servizio di corrispondenza pubblica. Servizio, questo, oggi, di poca importanza, ma che tutto fa ritenere andrà sempre più sviluppandosi, dato il sempre crescente sviluppo delle linee aeree civili in tutto il mondo, e le condizioni sempre migliori relative alla navigazione aerea civile in generale.

*b) Servizio meteorologico.*

Prima della sua partenza il pilota deve conoscere lo stato del tempo lungo il suo itinerario e, in particolare, l'altezza delle nubi, la visibilità, la intensità e la direzione del vento alle differenti quote.

S'intuisce come l'organizzazione di un tale servizio per una estesa regione, debba implicare l'impiego di un notevole numero di lunghezze d'onda. A tale scopo la Commissione internazionale di Navigazione aerea - C. I. N. A. - che come è noto è l'ente di carattere internazionale incaricato degli studi riferentisi all'organizzazione e al servizio del traffico aereo, ha ideato una organizzazione molto semplice e redditizia, in base alla quale, con l'impiego di 4 onde (ciascuna delle quali corrisponde ad un canale della larghezza di 5 kc/s) ciascun aerodromo d'Europa e dell'Africa del nord può conoscere lo stato del tempo in tutta la regione Europea.

*c) Radiofari aeronautici.*

È un servizio rapidamente sviluppatosi in questi ultimi anni e che tutto fa ritenere dovrà svilupparsi sempre più in avvenire, in quanto che un numero crescente di aeronavi domanda la loro posizione in caso di cattivo tempo. A tale riguardo è opportuno osservare che è difficile contare per detto scopo unicamente sulla radiogoniometria, a causa del lungo tempo che questa operazione richiede, quando molti apparecchi hanno contemporaneamente bisogno di tali informazioni. È indispensabile di permettere alle aeronavi d'atterrare senza ritardo, nonostante il cattivo tempo e la nebbia, onde evitare i pericoli inerenti agli atterraggi fuori campo

effettuati, in quelle cattive condizioni, a causa della mancanza di combustibile.

La Conferenza di Washington, come si è visto precedentemente, non aveva assegnato una gamma speciale per i radiofari aeronautici, che dovevano valersi della gamma di 30 kc/s assegnata ai radiofari in generale, la quale pertanto risultava nettamente insufficiente.

*d) Servizio traffico di corrispondenza tra aerodromi.*

Tale servizio deve molto spesso essere disimpegnato a mezzo di comunicazioni radioelettriche, in dipendenza della velocità degli aerei, per la quale è necessario che sia mantenuta la comunicazione diretta tra aerodromi di partenza e di arrivo.

L'esperienza ha infatti dimostrato che, qualora venisse effettuato a mezzo di cavi elettrici, molto spesso, anche quando le condizioni dei cavi sono buone, l'ingombro nei centri principali è tale che le aeronavi arriverebbero a destinazione prima dell'avviso della loro partenza.

La C. I. N. A. prima della Conferenza di Madrid aveva indetto una riunione preparatoria fra gli esperti radioelettrici delle varie nazioni ad essa aderenti, riunione che fu effettivamente tenuta a Parigi tra il 5 e l'8 luglio 1932 e che formulò le seguenti richieste per i varii servizi dell'Aeronautica:

| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 3 | onde | di traffico speciale | di 4 kc/s | ciascuna; | in totale | 12 kc/s |
| 4 | » | di meteorologia | » 5 | » » | » » | 20 » |
| 3 | » | di serviz. aeronautico | » 8 | » » | » » | 24 » |
| 1 | onda | per la comunicazione con gli aeroplani da turismo ed i messaggi meteo destinati agli apparecchi muniti solo di apparati riceventi . . . . . | | | » » | 8 » |
| 1 | banda | di 10 kc/s per il servizio di trasmissione immagini: carte meteo e carte d'aerodromo . . . . . | | | » » | 10 » |
| 1 | banda | per radiofari aeronautici . . . | | | » » | 15 » |
| 1 | onda | per il servizio di corrispondenza pubblica radio-aerea . . . . . | | | » » | 5 » |
| | | | | | Totale | 94 kc/s |

Tale banda di 94 kc/s avrebbe dovuto, secondo le richieste della C. I. N. A., essere esclusiva per l'aeronautica; esclusività che avrebbe permesso di rinunziare - sempre nella gamma delle onde medie - 150 a 1500 kc/s - alle onde comprese nelle gamme comuni con altri servizi, facendo eccezione solamente della banda prevista per i radiofari in generale (285 - 315 kc/s) e, se necessario, dell'onda di soccorso per la navigazione marittima.

Inoltre la C. I. N. A. chiedeva che la banda totale di 94 kc/s non venisse spezzettata in un gran numero di bande, ma al massimo fosse suddivisa in due soli tronconi.

Durante lo svolgersi delle discussioni a Madrid, gli esperti aeronautici facenti parte delle differenti delegazioni, si resero ben presto conto dell'impossibilità di ottenere integralmente quanto era stato richiesto dalla C. I. N. A.; dando prova di spirito di conciliazione ridussero le loro domande ad una gamma di 82 kc/s, ripartita nella maniera seguente:

35 kc/s per le aeronavi
15 » per i radiofari
20 » per la meteorologia
12 » per il traffico.

Per tali richieste così ridotte essi mantennero, per tutta la durata della Conferenza, la più rigida intransigenza.

## 3) RADIODIFFUSIONE.

Non ritengo necessario mettere in evidenza l'importanza assunta dalla radiodiffusione da tutti i punti di vista, culturale, sociale e politico, ed in relazione all'enorme somma da affari ed al volume di commercio, cui essa dà origine. Se si volessero solamente riassumere gli argomenti adottati dai fautori della radiodiffusione durante lo svolgersi dei lavori della Conferenza, occorrerebbe scrivere parecchie pagine.

Tali argomenti sono del resto ormai, per la massima parte, ben noti e conosciuti, in quanto che risultano dalle innumerevoli

pubblicazioni diffuse in grandi proporzioni dall'ente incaricato dell'organizzazione della radiodiffusione in Europa, vale a dire dall'Unione internazionale radiofonica (U. R. I.). Non v'è nessuno, si può ritenere, che non riconosca la enorme importanza assunta oggi dalla radiodiffusione e d'altra parte è opportuno rilevare che, a differenza di quanto si era verificato nella precedente Conferenza di Washington, in quella di Madrid la radiodiffusione non è stata sostenuta solamente da enti di carattere privato e senza responsabilità, come per es. la U. R. I. o le federazioni di radioascoltatori, ma sibbene da delegazioni ufficiali, rappresentanti di governi, che riconoscevano alla radiodiffusione la più grande importanza sociale e politica.

È forse più utile invece illustrare brevemente le difficili condizioni nelle quali essa, a causa del suo rapidissimo sviluppo, si è venuta a trovare in Europa, e come, avendo occupato con le sue stazioni, frequenze situate al di fuori delle gamme ad essa attribuite dalla Conferenza di Washington, sia venuta ad ostacolare il funzionamento degli altri servizi, creando uno stato di cose quanto mai insostenibile.

La radiodiffusione, la quale si è inserita per ultima nel campo delle radiocomunicazioni, ha, in brevissimo tempo, preso il più grande sviluppo, tale da richiedere l'uso di estesissime gamme di lunghezza d'onda. La seguente tabella, che si riferisce alle stazioni europee, comprese quelle dell'U. R. S. S. situate al di qua degli Urali, e alle stazioni nord africane, la cui azione è molto sensibile in Europa, dà una chiara idea del rapido sviluppo raggiunto negli ultimi anni dalla rete europea di radiodiffusione, sia per quanto riguarda il numero delle stazioni, sia, ed in misura maggiore, per quanto riguarda la loro potenza.

NUMERO DELLE STAZIONI D'EMISSIONE.

| Anno | 1926 | 1929 | 1932 | 1933 |
|---|---|---|---|---|
| Regione europea (eccettuata la U.R.S.S.) | 119 | 189 | 193 | 200 |
| U. R. S. S. . . . . | 4 | 11 | 46 | 54 |
| Intera regione europea . . . . | 123 | 200 | 239 | 254 |

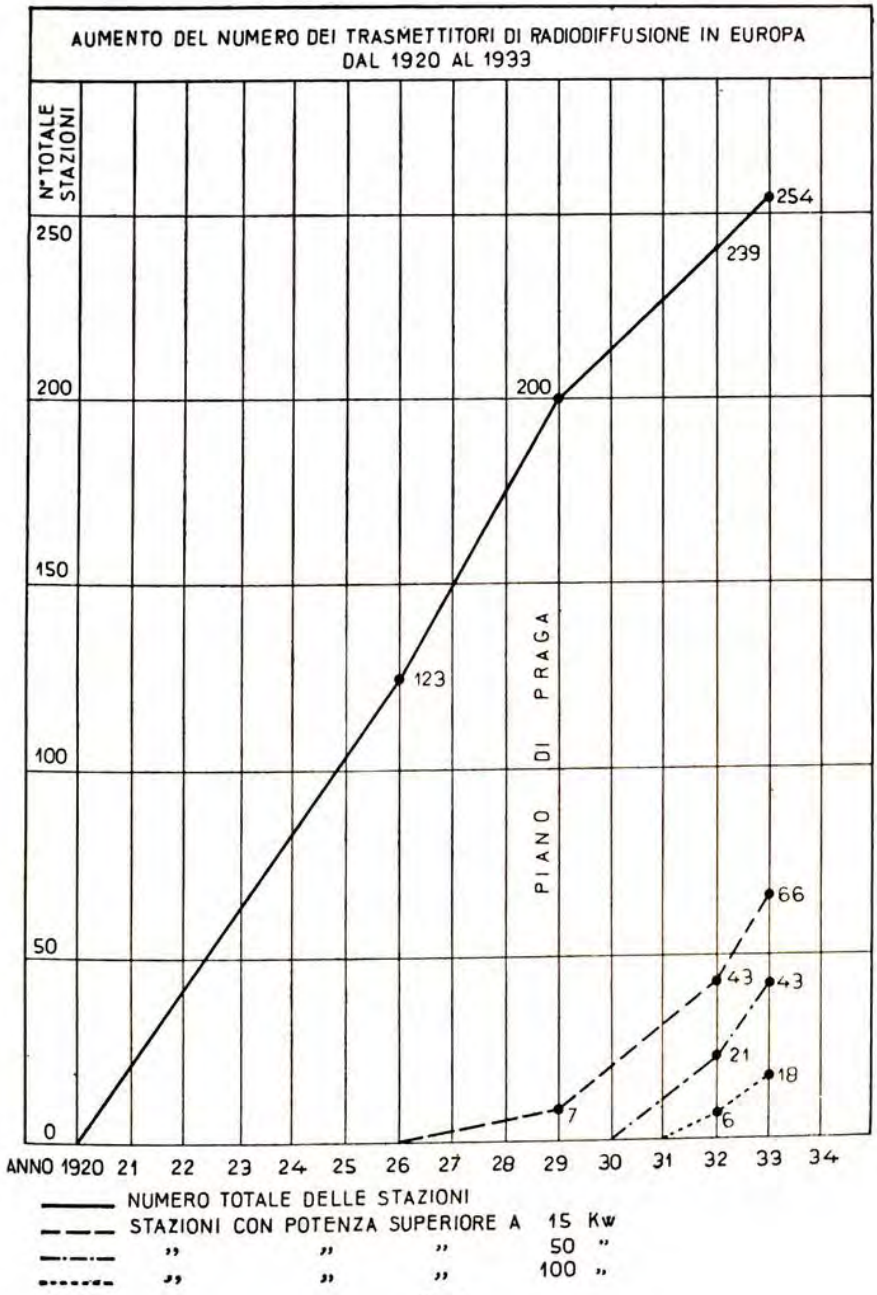

AUMENTO DEL NUMERO DEI TRASMETTITORI DI RADIODIFFUSIONE IN EUROPA
DAL 1920 AL 1933
N° TOTALE STAZIONI
250
200
150
100
50
0
254
239
200
123
PIANO DI PRAGA
66
43
43
21
18
7
6
ANNO 1920 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34
NUMERO TOTALE DELLE STAZIONI
STAZIONI CON POTENZA SUPERIORE A 15 Kw
" " " 50 "
" " " 100 "

Fig. 1.

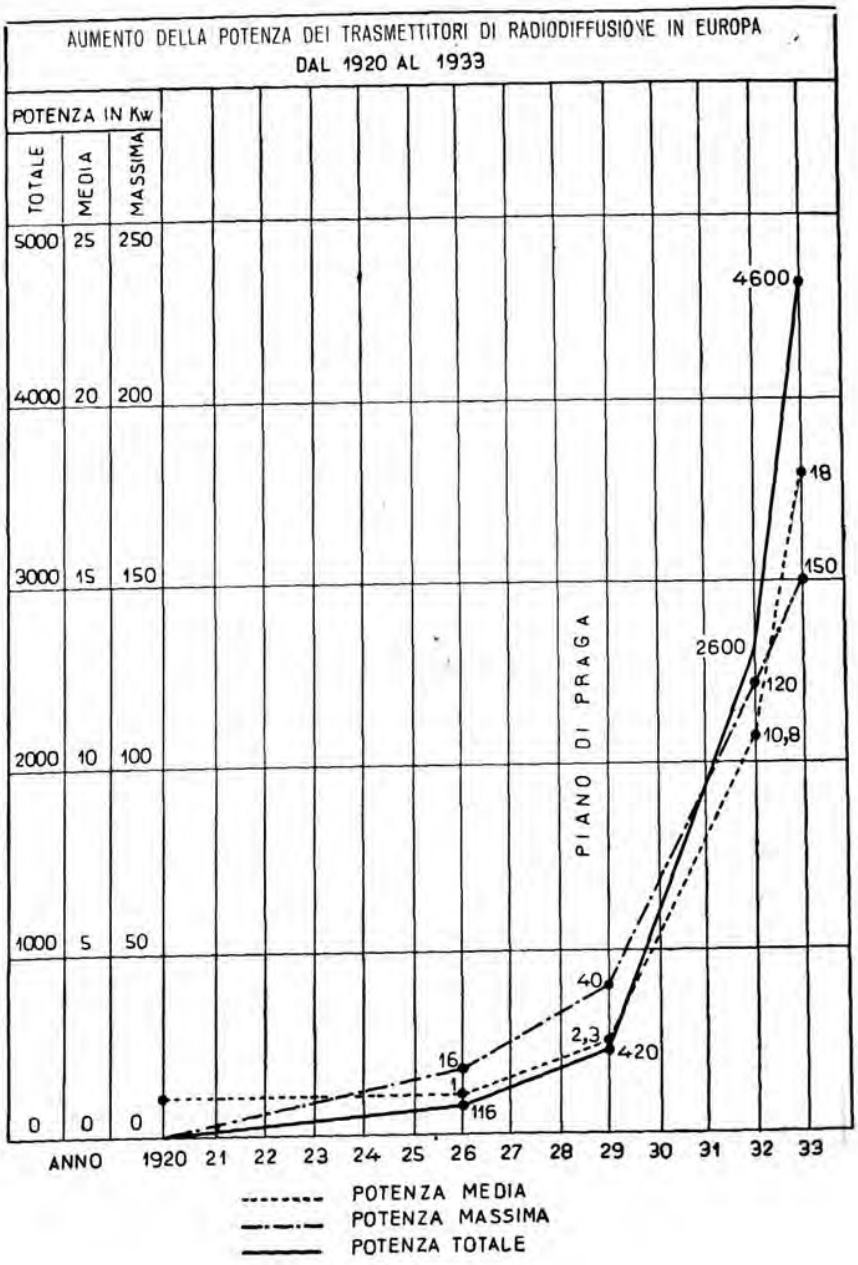
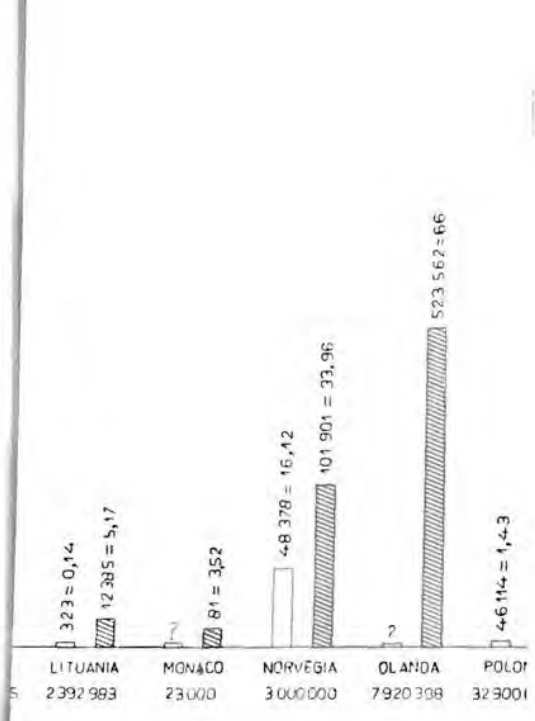

AUMENTO DELLA POTENZA DEI TRASMETTITORI DI RADIODIFFUSIONE IN EUROPA
DAL 1920 AL 1933
POTENZA IN Kw
TOTALE
MEDIA
MASSIMA
5000 25 250
4000 20 200
3000 15 150
2000 10 100
1000 5 50
0 0 0
ANNO 1920 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33
PIANO DI PRAGA
4600
18
150
2600
120
10,8
40
2,3
420
16
1
116
POTENZA MEDIA
POTENZA MASSIMA
POTENZA TOTALE

Fig. 2.

# a dal 1926 al 1931

## parati riceventi



POTENZA DELLE STAZIONI.

| Anno | 1926 | 1929 | 1932 | 1933 |
|---|---|---|---|---|
| Potenza totale in kW . . . . | 116 | 420 | 2590 | 4600 |
| N. delle stazioni di potenza superiore a 15 kW . . . . . | 1 | 7 | 43 | 66 |
| N. delle stazioni di potenza superiore a 50 kW . . . . . | 0 | 0 | 21 | 43 |
| N. delle stazioni di potenza superiore a 100 kW . . . . . | 0 | 0 | 6 | 18 |
| Potenza massima in kW . . . | 16 | 40 | 120 | 150 |
| Potenza media in kW . . . . | 1 | 2,1 | 10,8 | 18 |

I grafici delle figg. 1 e 2 mettono bene in evidenza l'evoluzione rapidissima della rete europea della radiodiffusione, rispetto al numero delle stazioni ed alla loro potenza.

Essi mostrano che la potenza totale delle stazioni europee di radiodiffusione è, nel giro di pochissimi anni, diventata 40 volte più grande, mentre la potenza media nel medesimo tempo è cresciuta da 1 a 18 kW.

Parallelamente all'aumento della rete trasmittente, si ha l'aumento del numero di apparati riceventi, quale si può desumere dal numero delle relative licenze concesse nei vari paesi di Europa. La statistica del numero di ricevitori esistenti al 1° gennaio 1932 dà la seguente cifra:

| | |
|---|---|
| N. totale di ricevitori dichiarati o muniti di licenza | 12 351 339 |
| N. approssimato di ricevitori non dichiarati . . | 2 650 000 |
| N. totale di ricevitori (approssimato) . . . | 15 000 000 |

Calcolando che per ogni apparato ricevente vi siano in media 4 ascoltatori, si ottiene per l'Europa un totale di 60 milioni di ascoltatori.

Tali cifre sono riportate nel grafico contenuto nella fig. 3 che mette bene in evidenza l'aumento del numero dei ricevitori.

Come è noto, le bande concesse in Europa alla radiodiffusione dal Regolamento di Washington, sempre nella gamma delle onde medie tra 150 e 1500 kc/s, erano le seguenti:

| | |
|---|---|
| 160 - 194 kc/s | 1875 - 1550 metri |
| 550 - 1500 » | 545 - 200 » |

Tali gamme, della larghezza complessiva di 984 kc/s erano concesse in esclusività; per la seconda di esse erano solamente previste alcune limitazioni a favore dei servizi marittimi. Il Regolamento di Washington stabiliva inoltre, in maniera tassativa, che nessuna nuova stazione di radiodiffusione di onda superiore ai 1000 metri (frequenza inferiore a 300 kc/s) dovesse impiantarsi e che tutte quelle esistenti dovessero essere portate a funzionare nella gamma compresa tra 160 e 194 kc/s.

Ora è della più grande importanza osservare che le onde attribuite alla radiodiffusione si trovano in condizioni molto differenti, per quanto riguarda le loro qualità di propagazione, in dipendenza della loro frequenza.

A tale riguardo, è importante tenere presente, anzitutto, che un servizio di radiodiffusione, per il quale sia richiesto un sufficiente grado di qualità alla ricezione, deve essere assicurato per mezzo del raggio diretto, escludendo le comunicazioni ottenute per mezzo del raggio indiretto, nelle quali l'energia che arriva all'apparato ricevente si propaga attraverso lo strato di Kennelly-Heaviside dando luogo quindi a notevoli effetti di evanescenza (fading). In pratica però non è possibile, allo stato attuale della tecnica, limitare la radiazione di una antenna di emissione al piano orizzontale e ne risulta quindi in conseguenza che una certa parte della radiazione raggiunge lo strato di Kennelly-Heaviside, producendo, oltre la voluta trasmissione per mezzo del raggio diretto, anche una trasmissione per mezzo del raggio indiretto.

Si ammette generalmente che, per avere un servizio di radiodiffusione di buona qualità, il valore del raggio indiretto non debba sorpassare la metà del valore di quello diretto. Il raggio d'azione di un servizio soddisfacente per una stazione di radiodiffusione è limitato alla distanza, a partire dalla quale il raggio indiretto viene ad interferire sensibilmente con il raggio diretto, e questa distanza dipende principalmente dalla lunghezza di onda impiegata e dalla natura geologica e orografica della zona servita dalla stazione.

Ora, mentre il raggio diretto aumenta con il diminuire della frequenza, l'effetto del raggio indiretto è tanto più sentito quanto

più elevata è la frequenza, e quindi si può dire che ad ogni determinata frequenza corrisponde un raggio d'azione, che è tanto più grande, quanto più bassa è la frequenza o, ciò che fa lo stesso, quanto maggiore è la lunghezza d'onda.

È importante osservare che la portata è indipendente dalla potenza. In altre parole, è perfettamente inutile aumentare la potenza di una stazione di radiodiffusione al di là del limite che permette di assicurare un servizio conveniente al punto ove il raggio indiretto diviene paragonabile a quello diretto. A questo punto l'evanescenza sarà tanto notevole da impedire un servizio conveniente qualunque sia la potenza della stazione. Se con un opportuno aumento della potenza del trasmettitore il valore del raggio diretto viene raddoppiato, anche quello del raggio indiretto verrà egualmente ad essere raddoppiato, ed in definitiva le condizioni di evanescenza restano le medesime. Un aumento della potenza al di là di questo limite non accrescerà dunque la zona d'azione utile, mentre aumenterà l'interferenza nociva prodotta a distanza.

Il grafico della fig. 4, compilato dalla U. R. I. sulla base di studi compiuti da un apposito comitato nominato a Madrid, e formato da quattro esperti della più grande rinomanza, presieduto dal dott. Van der Pol, mostra la portata utile ottenibile in funzione della frequenza.

Il grafico mette bene in evidenza la grande superiorità delle onde lunghe, in materia di radiodiffusione: esso mostra p. es. che mentre con un'onda di 200 metri si può servire una zona avente la superficie di 11 310 km$^2$, la superficie della zona servita con un'onda di 2000 metri si estende sino a 785 398 km$^2$, che rappresenta un'area circa 70 volte maggiore della precedente.

In altre parole, con una sola stazione di radiodiffusione che impieghi un'onda verso i 2000 metri, si può ottenere un servizio equivalente a quello ottenuto con molte stazioni impieganti onde prossime ai 200 metri.

Ciò spiega come molte nazioni abbiano organizzato i loro servizi di radiodiffusione basandosi sulle onde lunghe, e come sia viva l'aspirazione di molte altre nazioni, che ancora non dispongono di nessuna onda di tale lunghezza, ad ottenerne una.

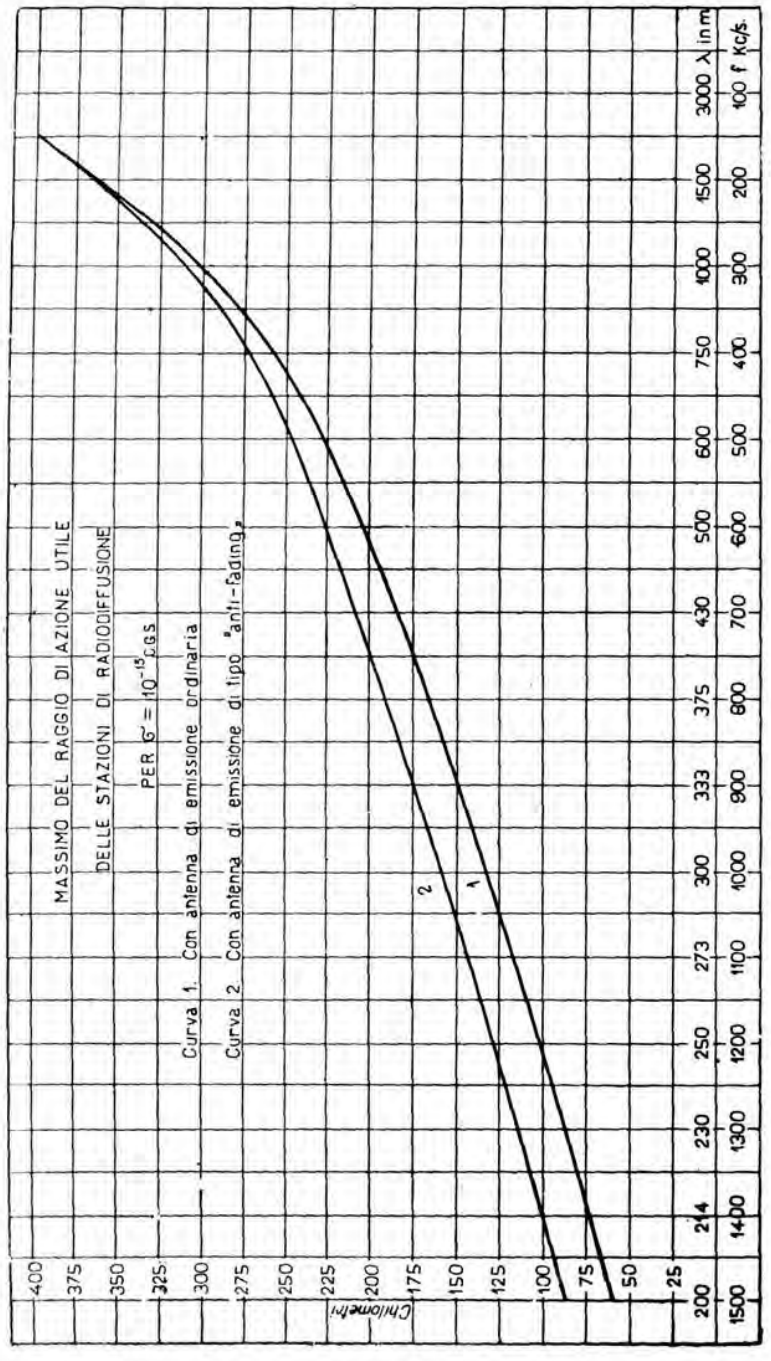

MASSIMO DEL RAGGIO DI AZIONE UTILE
DELLE STAZIONI DI RADIODIFFUSIONE
PER $\sigma = 10^{-15}$ C.G.S.
Curva 1. Con antenna di emissione ordinaria
Curva 2. Con antenna di emissione di tipo "anti-fading"
Chilometri
400
375
350
325
300
275
250
225
200
175
150
125
100
75
50
25
200 214 230 250 273 300 333 375 430 500 600 750 1000 1500 3000 λ in m
1500 1400 1300 1200 1100 1000 900 800 700 600 500 400 300 200 100 f Kc/s

Fig. 4.

Ora nella gamma delle onde lunghe attribuita alla radiodiffusione dalla Convenzione di Washington (160 - 194 kc/s), potevano trovare posto al massimo 4 o 5 stazioni, mentre invece il numero di stazioni ad onda lunga già esistenti od in costruzione all'epoca della Conferenza di Washington era già molto superiore.

Nella Conferenza tenuta a Praga nel 1929, la quale aveva lo scopo di attribuire alle varie stazioni Europee di radiodiffusione la lunghezza d'onda d'esercizio, non vennero rispettate le decisioni della Conferenza di Washington e vennero assegnate lunghezze d'onda al di fuori della gamma propria della radiodiffusione. Infatti, prescindendo dalle due stazioni di Huizen (Paesi Bassi) e di Daventry (Inghilterra) alle quali vennero rispettivamente assegnate le onde di 160 kc/s - limite inferiore della gamma concessa alla radiodiffusione - e di 193 kc/s - prossimo al limite superiore - contrariamente alle disposizioni del Regolamento di Washington, vennero attribuite le seguenti lunghezze d'onda in gamme estranee alla radiodiffusione.

| Frequenza kc s | Lunghezza d'onda | DESIGNAZIONE DELLA STAZIONE | Servizio al quale apparteneva l'onda utilizzata dalla stazione |
|---|---|---|---|
| 202,5 | 1481 | Mosca (U. R. S. S.) | aeronautica |
| 207,5 | 1444 | Torre Eiffel (Francia) | » |
| 212,5 | 1411 | Varsavia (Polonia) | » |
| 222,5 | 1348 | Motala (Svezia) | » |
| 230 | 1304 | Kharkov (U. R. S. S.) | » |
| 250 | 1200 | Stamboul (Turchia) | aeronautica e servizi |
| 260 | 1153 | Kalundborg (Danimarca) | fissi non aperti. |
| 280 | 1072 | Oslo (Norvegia) | » |
| 297 | 1010 | Basilea (Svizzera) | radiofari |
| 320 | 938 | Mosca (U. R. S. S.) | aereonaut. (ser. mob.) |
| 364 | 825 | Mosca (U. R. S. S.) | radiogoniometria e |
| 375 | 800 | Kiew (U. R. S. S.) | servizio mobile |
| 385 | 778 | Petrozavodsk (U. R. S. S.) | » |
| 395 | 760 | Ginevra (Svizzera) | servizi mobili |
| 442 | 680 | Losanna (Svizzera) | » |
| 527 | 572 | Friburgo (Germania) | servizi mobili non |
| 531,5 | 565 | Smolenco (U. R. S. S.) | aperti corr. pubblica |
| 536 | 560 | Augsburg (Germania) | » |
| 545 | 550 | Budapest (Ungheria) | » |

La U. R. S. S. non aveva preso parte alla Conferenza di Washington nè aveva aderito alla Convenzione ed ai Regolamenti annessi, quindi essa aveva piena libertà di azione e poteva organizzare i suoi servizi radioelettrici come meglio credeva. Ma tutte le altre nazioni erano impegnate dai regolamenti di Washington, e la Conferenza europea di Praga, che costituiva un consesso giuridicamente di rango inferiore a quello di una Conferenza internazionale di plenipotenziari, non aveva la facoltà di attribuire a stazioni di radiodiffusione lunghezze d'onda situate al di fuori delle gamme attribuite dalla Conferenza di Washington alla radiodiffusione. È vero che, per tali stazioni, il protocollo di Praga faceva obbligo che esse non dovessero disturbare i servizi che occupavano quelle bande, ma tale riserva non poteva avere che un valore puramente teorico, perchè non si comprende come una stazione di radiodiffusione - che poteva anche essere di notevole potenza, come per es. quella di Oslo o di Kalundborg - potesse non ostacolare gli altri servizi che utilizzavano i canali da essa occupati.

In conclusione, se si deve riconoscere che la banda assegnata a Washington alla radiodiffusione per le onde superiori ai 1000 m era insufficiente per le stazioni già allora esistenti od in costruzione, non v'ha dubbio che la Conferenza di Praga sanzionò apertamente la violazione degli accordi solennemente presi a Washington, venendo così a costituire un pericoloso precedente per la buona organizzazione dei servizi radioelettrici.

La situazione quindi della radiodiffusione europea all'inizio della Conferenza di Madrid era quanto mai difficile e confusa. Si può dire infatti, che tutta la gamma tra i 150 ed i 285 kc/s (tra 2000 e 1050 m) fosse occupata da stazioni di radiodiffusione. Inoltre molte altre nazioni, che non avevano ancora organizzato i loro servizi di radiodiffusione, o che non erano riuscite ad ottenere un numero di lunghezze d'onda sufficiente per servire in maniera adeguata tutto il loro territorio, chiedevano incessantemente che venisse loro assegnata un'onda lunga, con la quale si ripromettevano poter ottenere un servizio di buona qualità per tutta l'estenzione del paese. Si aveva la impressione che la maggior parte delle delegazioni fosse venuta a Madrid con il preciso

scopo di ottenere la conferma dell'onda lunga detenuta dal paese che esse rappresentavano o, nel caso che non ne disponessero, di avere la promessa che sarebbe stata loro assegnata un'onda lunga. E ciò mentre, come è noto, la Conferenza non aveva nessuna possibilità di assegnare onde ad una stazione determinata, ma solamente gamme di lunghezza d'onda ai rispettivi servizi.

Si comprende quindi come si presentasse difficile la questione della ripartizione delle frequenze nella gamma delle onde lunghe a causa del vivissimo contrasto tra i vari servizi che si disputavano le bande comprese in tale gamma. Infatti, da una parte c'era un servizio, quello della radiodiffusione, le cui aspirazioni erano vivamente sostenute dalla maggior parte dei governi, servizio il quale aveva indebitamente, ma con la sanzione di una Conferenza europea, invaso con le sue stazioni le gamme d'onda attribuite ad altri servizi. E non solo non intendeva chiudere tali stazioni, non avendo la possibilità di farle lavorare su altre onde della gamma ad essa assegnate, bensì chiedeva vivamente la concessione di nuove bande, oltre quelle già assegnate e quelle indebitamente occupate, allo scopo di poter impiantare nuove stazioni, di cui era pronto a dimostrare la necessità. D'altra parte c'erano i servizi detentori delle bande occupate abusivamente dalla radiodiffusione, che protestavano non meno vivamente contro tale abuso da parte della radiodiffusione, e chiedevano che fossero rispettati gli accordi di Washington.

Situazione quindi già abbastanza confusa e difficile, aggravata inoltre per le richieste della U. R. S. S. Come è noto, tale Stato, benchè facente parte della Unione telegrafica internazionale, non era stato invitato alla Conferenza di Washington, in quanto che gli Stati Uniti d'America, che avevano organizzato la riunione, non mantenevano con esso rapporti diplomatici. La U. R. S. S., quindi, non era legata da nessun impegno di carattere internazionale ed aveva pertanto organizzato i propri servizi radioelettrici in maniera del tutto indipendente dall'organizzazione degli altri Stati. Aveva, è vero, collaborato con la U. R. I., per quanto riguarda la eliminazione delle interferenze tra le varie stazioni, e preso parte, come si è detto precedentemente, alla Conferenza europea di Praga; ma, in conseguenza dell'enorme sviluppo dato alla radiodiffusione,

probabilmente perchè il governo sovietico se ne serve per la sua propaganda politica di carattere interno ed anche esterno, la gamma occupata dalle sue stazioni di radiodiffusione si estendeva molto al di là di quella attribuita alla radiodiffusione europea dal Regolamento di Washington, ed aveva invaso quindi quelle relative ad altri servizi. Fin dalle prime riunioni, la Delegazione dell'U.R.S.S. fece presente, pertanto, come quello Stato non fosse in condizioni di limitare la gamma impiegata per la radiodiffusione.

Prima di abbandonare l'argomento delle condizioni della radiodiffusione in Europa, è opportuno osservare come esse siano ben differenti da quelle relative all'America, per es. negli Stati Uniti.

In Europa, si hanno, infatti, 27 nazioni sovrane nell'interno delle loro frontiere, e ciascuna di esse vuole naturalmente poter utilizzare la radiodiffusione al servizio della propria cultura nazionale. Il numero delle lingue e dialetti, che ogni giorno vengono impiegate nelle stazioni della rete europea è di circa 30.

Mentre un relais radiofonico tra New York e S. Francisco è assicurato solamente da uno o due organismi, che dispongono nel medesimo tempo di studi, di stazioni trasmittenti e di circuiti telefonici, il minimo scambio di programma tra due stazioni europee, che distino meno di 2000 km, necessita l'intervento di quattro o cinque organismi differenti di radiodiffusione e di un eguale numero di amministrazioni dei telefoni. Non è quindi da stupirsi se le reti europea e americana di radiodiffusione si siano sviluppate in condizioni molto differenti e se gli aspetti dei problemi da risolvere non siano i medesimi per i due continenti (1).

## La ripartizione delle frequenze adottata a Madrid, esaminata in relazione alle necessità dei servizi militari.

Premesse queste brevi notizie in merito all'organizzazione ed alle condizioni di funzionamento dei tre servizi più importanti in lotta tra di loro per ottenere una estensione delle gamme loro

(1) La cartina allegata rappresenta la situazione della radiodiffusione in Europa.

rispettivamente assegnate, passiamo ad esaminare la ripartizione adottata a Madrid, in relazione alle necessità dei servizi militari.

Occorre anzitutto rilevare a tale riguardo che l'organizzazione dei servizi radioelettrici militari, a causa della loro speciale natura e delle loro particolari esigenze, non può venire disciplinata da una regolamentazione internazionale, e deve invece considerarsi del tutto indipendente da essa, sulla base dell'art. 39 della Convenzione, che riserva ai governi contraenti la più ampia libertà per quanto riguarda l'esercizio delle stazioni appartenenti a tali servizi.

Per quanto si riferisce in particolare alla ripartizione delle frequenze, è chiaro che non sarebbe assolutamente possibile contenere le stazioni militari in determinate bande di frequenza, che, per quanto estese, non sarebbero mai sufficienti: e d'altra parte s'intuisce facilmente la impossibilità di concentrare, sia pure solo in tempo di pace, le stazioni militari delle varie forze armate di tutte le nazioni in bande fisse e determinate.

Non v'ha dubbio però che, fermo restando il diritto di funzionare in qualsiasi banda di frequenza, sia molto utile, per non dire indispensabile, per la buona organizzazione dei servizi radioelettrici militari, poter disporre di qualche gamma, sia pure di limitata estensione, delle quali essi avessero l'esclusività. In esse troverebbero posto le più importanti stazioni, per le quali importa evitare ogni eventuale disturbo originato da stazioni appartenenti ad altri servizi.

Ciò era stato pienamente riconosciuto dal Regolamento di Washington, che aveva assegnato ai servizi militari - indicati genericamente coll'indicazione di servizi non aperti alla corrispondenza pubblica - le seguenti gamme:

| | | | |
|---|---|---|---|
| 250 - 285 kc/s | 1200 - 1050 m | (serv. fissi) | in comune con i servizi aerei. |
| 350 - 360 » | 850 - 830 » | ( » mob.) | |
| 515 - 550 » | 580 - 545 » | ( » » ) | |

Sull'opportunità di mantenere queste, pur così ridotte, bande di frequenza per le stazioni non aperte, non tutte le delegazioni erano concordi. Anzi si può affermare che tutte le delegazioni

europee erano concordi nell'abolirle, allo scopo di aumentare quelle concesse alle radiodiffusione, ad eccezione delle delegazioni italiana e francese, ed, in misura minore, di quella tedesca. E si deve senza dubbio all'energico atteggiamento di tali delegazioni, e specialmente dei delegati militari, se queste bande sono state conservate nella nuova ripartizione delle frequenze approvata a Madrid.

La ripartizione di frequenza adottata a Madrid è ormai nota ai lettori del Bollettino, essendo stata pubblicata nel fascicolo precedente. Essa risulta anche dal grafico allegato, nel quale sono messe a confronto le due ripartizioni di Washington e di Madrid.

Come risulta immediatamente da tale grafico, con la ripartizione di Madrid, vengono aumentate in larga misura le bande a ripartizione regionale rispetto a quelle a ripartizione mondiale: segno evidente questo delle gravi difficoltà incontrate. La nuova ripartizione regionale europea, pur concedendo un largo aumento alle bande assegnate alla radiodiffusione, rappresenta, si può dire, una buona soluzione per tutti gli altri servizi, nessuno dei quali viene ad essere sacrificato.

In particolare, ai servizi non aperti alla corrispondenza pubblica vengono ora assegnate le seguenti gamme:

| | | |
|---|---|---|
| *a)* | 240 - 255 kc/s | 15 kc/s |
| *b)* | 385 - 400 » | 15 » |
| *c)* | 515 - 550 » | 35 » |
| | | 65 kc/s |

Questa banda complessiva di 65 kc/s deve intendersi assegnata ai servizi militari delle forze armate terrestri e navali, escluse quindi quelli dell'Aeronautica, i quali usufruiscono degli 80 kc/s assegnati ai servizi aerei. Calcolando quindi che di tali 65 kc/s metà siano utilizzati dai servizi radioelettrici delle forze armate terrestri e metà da quelli delle forze armate navali, risulta che ai primi spettano 32,5 kc/s.

Se si osserva che la ripartizione di Washington assegnava alle stazioni delle forze armate terrestri una gamma di 17,5 kc/s -

metà di quella compresa tra 250 e 285 kc/s che era ad essi assegnata in unione ai servizi aerei - si può affermare che, nonostante le difficilissime condizioni incontrate, esse dispongano ora di una banda quasi doppia di quella ottenuta in base alla Convenzione di Washington.

È importante osservare che la banda compresa tra 240 e 255 kc/s non è esclusiva, ma in comune con la radiodiffusione: però è tassativamente prescritto che in tale banda sono ammesse solamente quelle stazioni di radiodiffusione le quali, in dipendenza della loro posizione geografica non disturbino il servizio delle stazioni non aperte alla corrispondenza pubblica. Ciò equivale praticamente a considerare tale banda come esclusiva per il servizio non aperto. La scelta delle stazioni di radiodiffusione, che non disturbino il servizio non aperto e che possano quindi essere autorizzate a funzionare in quella banda, sarà effettuata da una Conferenza Europea che dovrà riunirsi prima del 1° giugno p. v. la quale avrà il compito di procedere ad una nuova distribuzione delle lunghezze di onda di funzionamento a tutte le stazioni europee di radiodiffusione. Tale nuova assegnazione di lunghezze d'onda dovrà tener conto della situazione attuale, ma dovrà curare di ottenere una miglior perequazione tra nazioni che dispongono di molte onde per le loro stazioni, e nazioni che dispongono di onde in numero insufficiente.

La Conferenza Europea avrà inoltre la facoltà di assegnare, in qualche caso particolare e ben determinato, a qualche stazione di radiodiffusione, lunghezze d'onda al di fuori delle bande concesse a quel servizio.

Prima di terminare questa breve esposizione concernente la maniera con la quale è stato risolto il problema della ripartizione delle frequenze, sarà bene accennare alla situazione particolare della U. R. S. S. Si è già accennato precedentemente come la U. R. S. S., libera da ogni impegno di carattere internazionale in materia di radiocomunicazioni, avesse organizzato i proprî servizi radioelettrici in maniera del tutto indipendente dall'organizzazione mondiale. Per tale ragione e per il fatto che la radiodiffusione russa aveva bisogno di una gamma di lunghezze d'onda molto estesa, e probabilmente anche per considerazioni di carattere poli-

tico, la delegazione russa mantenne un atteggiamento di rigida intransigenza, che fino all'ultimo sembrava dovesse compromettere il buon esito della Conferenza.

Essa presentò nel primo periodo della Conferenza una sua proposta di ripartizione delle frequenze, la quale di massima rispecchiava l'organizzazione dei servizi radioelettrici russi, e costituiva pertanto un vero sovvertimento della ripartizione di Washington. A parte la enorme larghezza delle bande assegnate alla radiodiffusione, in tale ripartizione proposta dalla delegazione russa, le bande concesse ai vari servizi erano completamente differenti da quelle loro assegnate dalla Convenzione di Washington, il che avrebbe portato come conseguenza, qualora la proposta russa fosse stata approvata, che non solo si sarebbe dovuto cambiare in tutto il mondo l'organizzazione dei vari servizi radioelettrici, ma si sarebbe altresì dovuto procedere alla sostituzione della maggior parte delle installazioni adoperate.

Tale proposta di ripartizione di frequenza venne naturalmente combattuta da tutte o quasi tutte le altre Delegazioni, e venne pertanto respinta. Ma a sua volta, la delegazione russa si oppose a tutte le altre proposte di ripartizione presentate, talchè come si è detto sembrò fino all'ultimo che la Conferenza fosse destinata a fallire non riuscendosi a raggiungere un accordo con la delegazione russa e d'altra parte non essendo possibile organizzare efficacemente le comunicazioni radioelettriche mondiali, e specialmente quelle europee, senza la completa collaborazione della Russia.

La situazione, che sembrava irrimediabilmente compromessa, fu salvata all'ultimo momento, stabilendo di fare un protocollo addizionale agli atti della Conferenza di Madrid, con il quale, mentre venivano precisati gli scopi e le attribuzioni della Conferenza Europea, erano chiaramente riconosciute le seguenti riserve dell'U. R. S. S. per quanto riguarda l'utilizzazione speciale (differente cioè da quella prevista stabilita a Madrid) delle seguenti frequenze:

| | | |
|---|---|---|
| 150-285 kc/s | 2000-1053 m | radiodiffusione |
| 285-315 » | 1053-952 » | radiofari |
| 315-340 » | 952-882 » | servizi aerei e radiogoniometria. |
| 340-420 » | 882-714 » | radiodiffusione |
| 515-550 » | 583-545 » | servizi aerei |

Con detto protocollo addizionale tutte le nazioni Europee, compresa la Russia, presero impegno di prestare tutta la loro collaborazione, durante la preparazione della Conferenza Europea e durante i lavori di essa, onde arrivare ad una organizzazione unificata dei servizi radioelettrici europei, avente per scopo specialmente l'eliminazione delle interferenze tra le stazioni.

È quindi da augurarsi che questa collaborazione risulti veramente efficace, e che la conferenza europea riesca pertanto a dare una buona organizzazione ai servizi radioelettrici europei, eliminando tutte le cause che oggi si oppongono al loro buono svolgimento.

*Roma, 5 maggio 1933 - A. XI.*

FEDERICO AMOROSO
ten. col. del Genio

# RECENSIONI

**Influenza dei raddrizzatori a vapore di mercurio sulla ricezione delle radiodiffusioni.** (Beeinflussung des Rundfunkempfangs durch Quecksilberdampf-Gleichrichter). A. DENNHARDT. *Elektrotechnische Zeit.*, v. 54, n. 18, 4 maggio 1933, pp. 419-422.

Influenza dei raddrizzatori a vapore di mercurio sulle radio ricezioni. È mostrato che le interferenze causate dai predetti rettificatori sono comunemente a bassa frequenza; l'ampiezza dell'interferenza è dipendente dalla distribuzione della tensione interferente nelle reti; tale distribuzione è mostrata in diagrammi. Misure effettuate su reti cittadine.

---

**Osservazioni sulla legge di propagazione delle onde elettriche lunghe e sull'azione dello strato di Heaviside.** (Bemerkungen ueber das Ausbreitungsgesetz fuer lange elektrische Wellen und die Wirkung der Heavisideschicht). F. NOETHER. *Elektrische Nachrichten-Technik*, v. 10, n. 4, aprile 1933, pp. 160-172.

Osservazioni sulla propagazione e sullo strato di Heaviside; onde Zenneck; onde direzionali tra la terra e il predetto strato; onde Watson; riflessioni a bassa conduttività degli strati. Bibliografia.

---

**Verifica sperimentale della teoria delle oscillazioni Barkhausen.** (Experimentelle Pruefung der Theorie der Barkhausen - Schnvingungen), E. W. HELMHOLZ. *Elektrische Nachrichten-Technik*, v. 10, n. 4, aprile 1933, pp. 181-193.

Verifica della teoria e descrizione di una serie di esperimenti relativi.

---

**Generazione di oscillazioni polifasi con sistemi dinatronici.** (L'obtention des oscillation polyphasées a l'aide des siystèmes dynatroniques). F. GROSZKOWSKI. *Onde electrique*, v. 12, n. 134, febbraio 1933, pp. 85-91.

Esposizione dei procedimenti per la generazione di oscillazioni polifasi. Analisi vettoriale e sviluppo dell'equazione del sistema oscillante.

---

**Misure della radiazione elettromagnetica delle antenne.** (Mesures de rayonnement électromagnetique des antennes). P. DAVID. *Rev. Gén. de l'Electricité*, v. 33, n. 19, 13 maggio 1933, pp. 623-630.

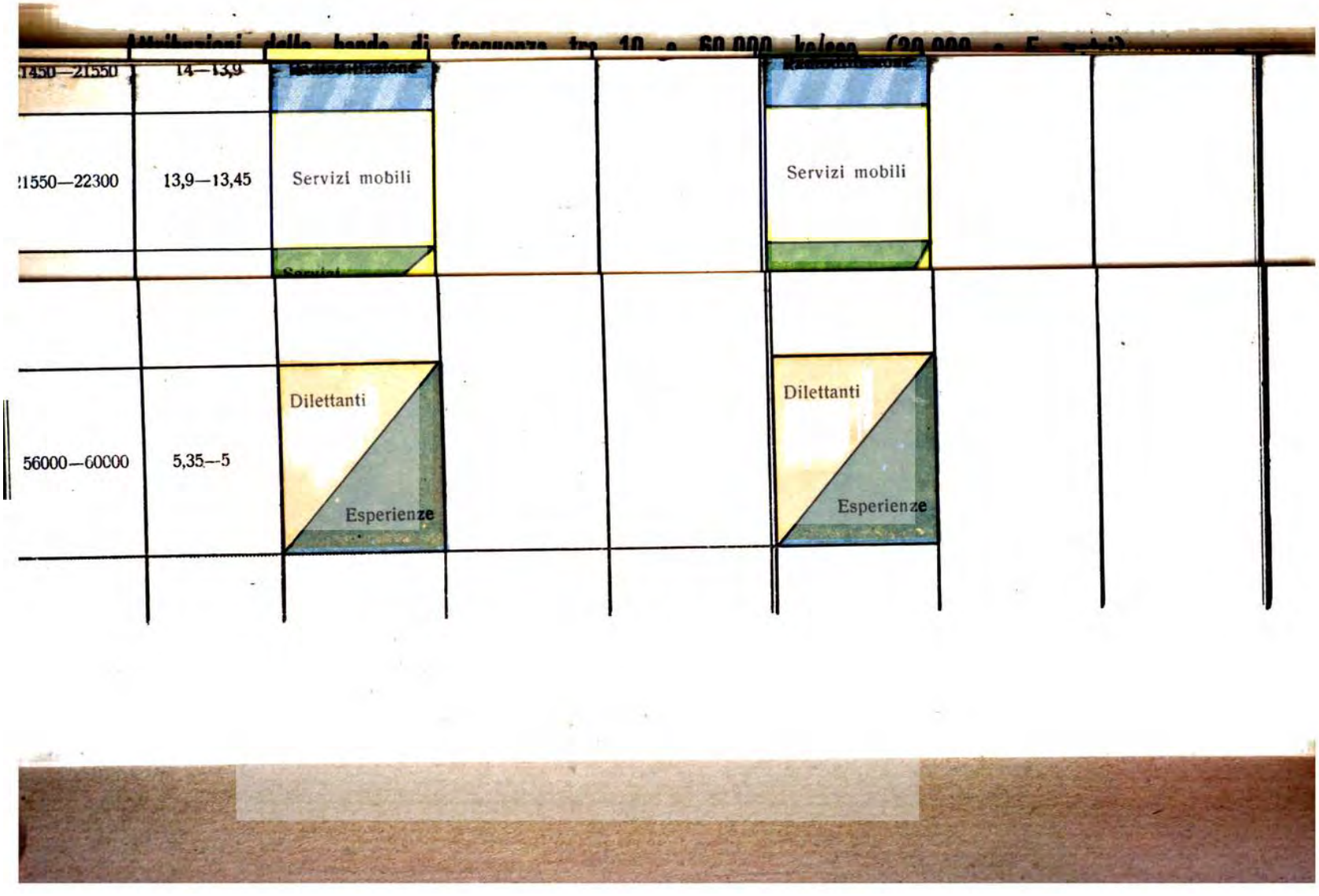
Risultati di misure ottenuti con apparecchio portabile costruito appositamente per lo studio della propagazione a grande distanza.

---

*Direttore responsabile:* Colonnello LUIGI SACCO.




21450—21550
14—13,9
Radiodiffusione


21450—21550
14—13,9
21550—22300
13,9—13,45
Servizi mobili
Servizi mobili
Dilettanti
Esperienze
56000—60000
5,35—5
Dilettanti
Esperienze



# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (117)

Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447

## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1933-XI

(LXXII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | 28,00 |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | 23,00 |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | 46,00 |
| Estero . . . . . | » | 75,00 |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. 5, all'estero Lit. 12; doppio L. 7, all'estero Lit. 16.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. 1 per ogni fascicolo separato o L. 5 per tutta l'annata.

Anno 12° - N.ri 5 e 6. Settembre - Dicembre 1933 - A. XI, XII.

**ISPETTORATO DEL GENIO**

**DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO**

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## SOMMARIO:

L. SACCO — Radiogoniometria militare.
» — Richiamo sulle notazioni simboliche impiegate nella teoria dei circuiti elettrici.
» — Sul fattore di forma delle antenne r. t.
U. TIBERIO — Le oscillazioni elettroniche.

**Condizioni per l'anno 1934**

**(Volume di oltre 240 p.)**

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | L. 12 |
| Un numero separato | » 3 |
| Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati | » 8 |

**Nei paesi dell'Unione postale**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | Franchi oro 10 |
| Un numero separato | » » 2 |

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 12° - N.ri 5 e 6. Settembre-Dicembre 1933 - A. XI, XII.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito
Diretto dal Col. L. SACCO

# Radiogoniometria militare [1]

**SOMMARIO.** — *Si descrive il funzionamento dei radiogoniometri a telaio girevole e di quelli del tipo Adcock. Si discutono le principali cause di errore nei rilevamenti e se ne deducono alcune norme di impiego dei radiogoniometri nel campo militare.*

1. - La radiogoniometria sfrutta la proprietà delle onde elettromagnetiche emesse dalle ordinarie stazioni radio, di propagarsi, in terreno piano, tutto all'intorno secondo superfici che a distanza possono senza errore considerarsi piane e verticali, con il campo elettrico polarizzato verticalmente e il campo magnetico polarizzato orizzontalmente secondo rette perpendicolari alla direzione di propagazione.

In conseguenza di tale proprietà un aereo a telaio, girevole intorno ad un asse verticale e impiegato come captatore delle onde e. m., acquista proprietà direttive, perchè fornisce un massimo di ricezione allorchè esso abbraccia il massimo numero di linee di forza magnetica, vale a dire, quando esso è diretto col suo piano verticale verso la stazione emittente. Per contro l'effetto di ricezione sul telaio si annulla completamente quando il suo piano è

(1) Conferenza al V° Corso di Magistero R. T. presso l'Istituto Militare di R. T. ed E. T. - Roma, settembre 1933-XI.

esattamente parallelo alle linee di forza magnetica e quindi perpendicolare alla direzione di provenienza dei segnali. La posizione di ricezione nulla individua così nettamente la direzione di provenienza e l'incrocio di due o più di tali direzioni fornisce la ubicazione della stazione emittente.

2. - La radiogoniometria ha sempre avuto una certa importanza militare per il fatto che essa permette, in condizioni favorevoli, di determinare la ubicazione delle stazioni nemiche e costituisce perciò un ottimo aiuto al servizio delle informazioni militari. Un notevole sviluppo ha pure avuto, anche in passato, come mezzo ausiliario per la navigazione marittima. Attualmente l'importanza della radiogoniometria è andata molto aumentando specialmente in seguito al crescente sviluppo della navigazione aerea, per la quale l'uso della radiogoniometria e l'impiego dei radio-fari tendono a generalizzarsi come molto efficaci per aumentare la sicurezza della navigazione stessa: basti ricordare l'uso fattone nella recente crociera transatlantica.

Noi ci limiteremo ad un breve esame dei principi fondamentali della radiogoniometria quale viene sfruttata a scopo militare, e cioè nel suo impiego tendente a determinare le ubicazioni delle stazioni nemiche, tenendo presente che la semplice teoria esposta al numero precedente non risponde sempre al reale stato di fatto. La propagazione, infatti, avviene difficilmente per onde perfettamente piane, aventi cioè le linee di forza magnetica ed elettrica polarizzate linearmente in piani verticali ed esattamente perpendicolari alla direzione di provenienza dei segnali. Inoltre gli apparecchi costituenti il radiogoniometro possono facilmente presentare dei difetti notevoli che rendono meno esatto od impossibile il rilevamento.

Esistono cioè due ordini di cause che tendono a svalutare l'impiego della radiogoniometria: l'uno dipendente dalla anormale propagazione delle onde, l'altro dipendente dalla cattiva costruzione o messa a punto degli apparati. Esamineremo brevemente questi due ordini di cause perturbatrici con i relativi rimedi, ed aggiungeremo, in fine, qualche considerazione sull'impiego dei r. g. militari.

3. - Ritorniamo, per cominciare, al caso ideale di una propagazione regolare e di un apparato perfetto.

Le onde emesse dal posto ad antenna marconiana, che deve essere rilevato, si propagano in ogni direzione, cosicchè il fronte dell'onda è tutto intorno costituito da una superficie sferica avente il centro nella stazione emittente. Ad una certa distanza e sulla superfice del suolo, le linee di f. m. sono cerchi orizzontali, quelle di f. e. sono rette verticali; sono cioè rispettivamente direttrici e generatrici di una superfice cilindrica circolare che, dato il grande raggio, può ritenersi praticamente una superfice piana.

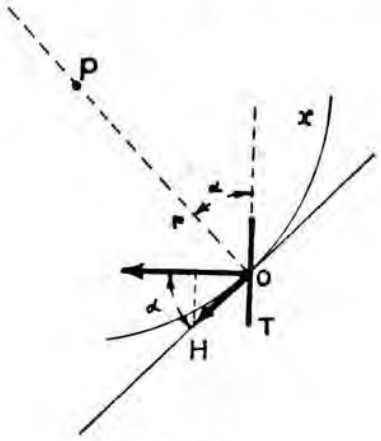



FIGURA 1.

Se si dispone un telaio, cioè un circuito oscillante piano, verticale, chiuso, di $N$ spire di superfice $S$, in modo che la normale (orizzontale) al suo piano faccia un angolo $\alpha$ con la direzione del campo magnetico $H$, il flusso magnetico entrante nel circuito sarà $\Phi = SNH \cos\alpha$. L'angolo $\alpha$ è lo stesso che il piano del telaio fa con la direzione di provenienza dei segnali (fig. 1). Poichè $H$ è variabile con pulsazione $\omega$, la variazione del flusso produce sulle varie spire del telaio una f. e. m. di induzione, misurata in volt da:

$$e_{\text{volt}} = -\frac{N\,d\,\Phi}{d\,t} \cdot 10^{-8} = -NS\,\frac{d\,H}{d\,t}\cos\alpha\,10^{-8}$$

$H$ in gauss; $S$ in cm$^2$

che in notazioni simboliche si scrive

$$E = -j\,\omega\,N\,S\,H\cos\alpha\cdot 10^{-8}$$

oppure

$$E = -j\,\omega\,N\,S\,H\cos\alpha\cdot 10^{-4}$$

se $S$ è misurato in $m^2$.

4. - Poichè il telaio r. g. fa sempre parte di un circuito oscillante accordato sulla pulsazione $\omega$ da ricevere, così la corrente che circola nel telaio di resistenza $R$, è data, in ampere, da

$$I = \frac{E}{R} = -\frac{j\,\omega\,N\,S\,H\cos\alpha\,10^{-4}}{R}$$

$R$ in ohm
$S$ $m^2$

Il condensatore $C$ del circuito oscillante viene poi collegato alla griglia di una valvola rivelatrice o amplificatrice, e il segnale dipende dalla tensione di quel condensatore, che sarà data da

$$V_c = -\frac{I}{j\,\omega\,C} = -\frac{N\,S\,H\cos\alpha}{R\,C}\cdot 10^{-4}$$

ohm
volt
farad
gauss
$m^2$

5. - La ricezione dipendendo da questa tensione $V_c$ essa si annulla quando $\alpha = \frac{\pi}{2}$, cioè quando il telaio è disposto col piano parallelo alla f. m., e quindi normale alla direzione di provenienza dei segnali.

Graficamente se $O\,S$ rappresenta la direzione di provenienza dei segnali e $O\,T$ la proiezione del piano del telaio, facente un angolo $\alpha$ con la prima direzione, risulta che indicando con $O\,P$ in una scala arbitraria la $V_c$ massima, oppure la f. e. m. $E$ massima (per $\alpha = 0$), quella corrispondente all'angolo $\alpha$ è indicata dal segmento intercettato $O\,M$ su un cerchio di raggio $O\,A = \frac{1}{2}\,O\,P$.

Aumentando di 180° l'angolo $\alpha$ del telaio, la ricezione ritorna uguale in valori assoluti a quella relativa all'angolo $\alpha$: per $\alpha = \frac{\pi}{2}$ oppure $\frac{3\pi}{2}$ si ha $V_c = o$. La posizione di ricezione nulla è molto netta, ma lascia la incertezza di 180° perchè in *valore assoluto* è

$$\cos \alpha = \cos (\alpha + \pi).$$

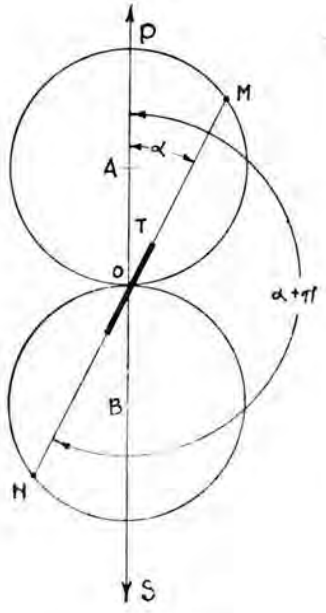



FIGURA 2.

6. - Per togliere la incertezza dei 180° si adotta il dispositivo di senso. Si aggiunge al telaio un aereo ad antenna accordato, (fig. 3) e lo si accoppia al telaio. Se $h_e$ è l'altezza efficace dell'aereo, la f. e. m. incidente sarà $E = F h_e$ in cui $F$ è il campo elettrico in Volt/metro e $h_e$ l'altezza efficace in metri: la antenna, di resistenza $R_a$, essendo accordata sulla pulsazione $\omega$, sarà percorsa dalla corrente

$$I = \frac{F h_e}{R_a}$$

e se $M$ è la mutua induzione tra antenna e telaio, la f. e. m. indotta nel telaio dalla corrente $I$ sarà

$$-j\omega M I = -j \frac{\omega M F h_e}{R_a} = E'.$$

Ora si sa che tra forza elettrica e forza magnetica di un'onda e. m. piana esiste la relazione $F = c H$ in $U E M$ ($c = 3 \cdot 10^{10}$ cm/sec).

Ma la $U E M$ di f. e. è $10^{-8}$ volt/cm. $= 10^{-6}$ volt/metro $=$ $= 1\ \mu$ V/m: dunque $F_{\mu \text{ V/m}} = 3 \cdot 10^{10} H$ gauss e quindi $F_{\text{V/m}} = 3 \cdot 10^{4} H$ gauss.

Così mentre la f. e. m. indotta dalla f. m. del campo e. m. nel telaio è

$$-j\omega N S H \cos\alpha \cdot 10^{-4}$$

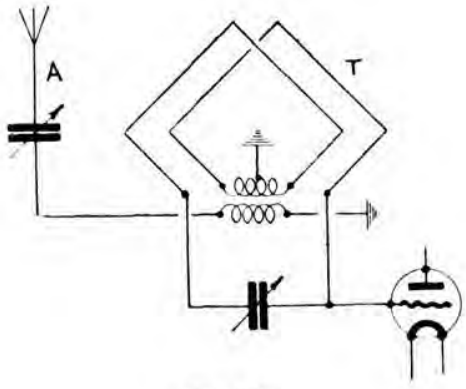



FIGURA 3.

quella indotta dall'aereo sullo stesso telaio è

$$-j \frac{\omega M 3 \cdot 10^{4} H h_e}{R_a}$$

Entrambe tali f. e. m. essendo in quadratura con il campo magnetico $H$, la loro somma vettoriale si riduce alla somma algebrica e la f. e. m. risultante sarà quindi

$$-j\omega H \left(N S \cos\alpha + 3 \frac{M h_e}{R} \cdot 10^{+8}\right) 10^{-4}$$

volt
gauss
metri
henry
ohm

Se regoliamo l'accoppiamento $M$ e la resistenza $R$ in modo che sia

$$N S = 3 \frac{M h_r}{R} \cdot 10^{+8}$$

ovvero, misurando $M$ in $\mu H$,

$$\frac{M}{R} = \frac{N S}{300 h_r} \qquad \begin{cases} \mu H \\ \text{ohm} \\ \text{metro} \end{cases}$$

otteniamo

$$E'' = -j \omega H \cdot 10^{-4} N S (1 + \cos \alpha) = E_o (1 + \cos \alpha)$$

cioè il diagramma polare di ricezione diventa una cardioide (fig. 4).

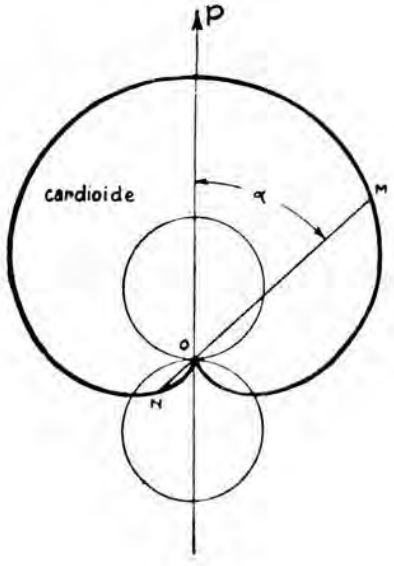



FIGURA 4.

Variando $\alpha$ da 0 a 180° la $E''$ varia da $2E_o$ a 0: cioè col telaio nel piano della stazione emittente si ha un max di ricezione da una parte, e ricezione nulla nella direzione opposta.

Stabilita una volta per sempre la relazione tra senso dell'accoppiamento d'aereo e direzione esatta, resta determinata la pro-

venienza del segnale dalla dissimmetria della ricezione: forte da una parte, debole dall'altra.

8. - Abbiamo finora considerato il caso ideale di propagazione regolare senza tener conto della influenza degli apparati, supposti perfetti; ma tale caso non è il più comune. In pratica lo zero e il massimo di ricezione, la direzione esatta, non si ottengono senz'altro così nettamente come appare sulla carta.

In primo luogo, benchè la direzione di provenienza dei segnali sia normalmente contenuta nel cerchio massimo terrestre che congiunge la stazione emittente e il posto R. G., il campo magnetico *H* non è sempre orizzontale e non sempre è polarizzato linearmente: ciò avviene solo in *terreno libero, o sul mare, di giorno, a brevi distanze, e con onde abbastanza lunghe:* fuori di queste condizioni il campo magnetico può essere o polarizzato ellitticamente, oppure, pur essendo polarizzato linearmente, avere una componente verticale.

Gli apparati per loro conto possono poi fornire varie cause di errore, tra le quali si annoverano:

1) - la schermatura del telaio, necessaria anche per proteggerlo dalle intemperie;

2) - dissimmetrie di vario genere nella posizione relativa delle spire del telaio con lo schermo, e nei collegamenti del telaio coi circuiti riceventi;

3) - reazioni interne dell'apparato ricevitore sul telaio;

4) - la vicinanza di corpi conduttori estranei che deformano il campo;

5) - la presenza dell'aereo pel senso;

6) - la insufficiente schermatura degli organi interni del ricevitore.

Accenneremo alle più importanti di queste cause perturbatrici.

9. - Vediamo intanto come possa avvenire che il campo *H* non sia orizzontale: la ragione più importante di questa deformazione sembra debba ricercarsi nelle riflessioni delle onde negli alti strati atmosferici: sembra certo che la presenza del campo magnetico terrestre tenda a far rotare il piano di polarizzazione

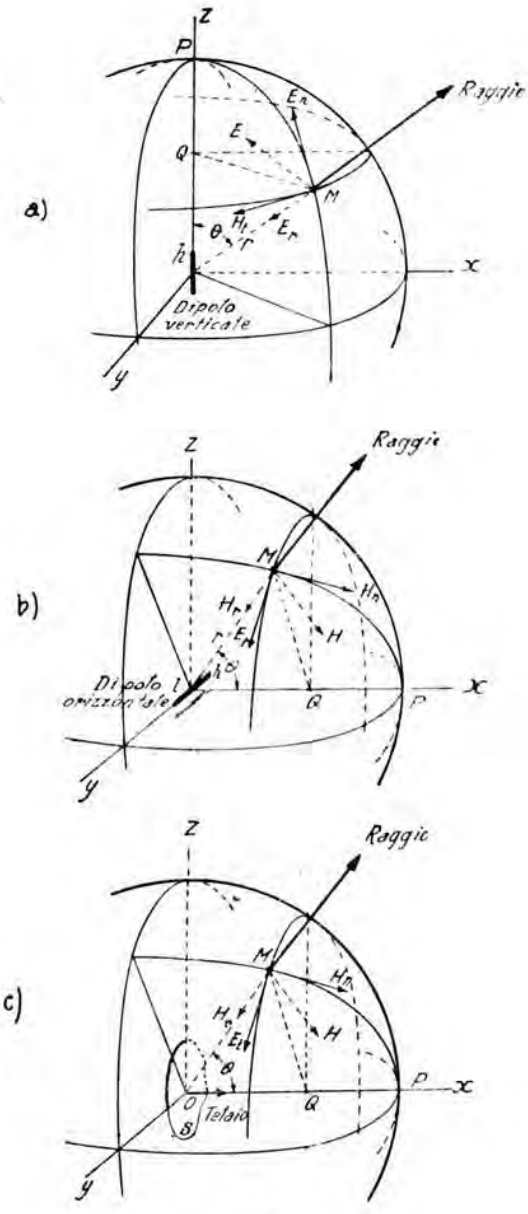

a)
Z
P
Raggio
E
Q
M
θ
r
h
x
Dipolo verticale
y
b)
Raggio
M
H
H
E
H
r
h
θ
Dipolo orizzontale
Q
P
x
y
c)
Raggio
M
H
H
E
H
θ
O
Telaio
S
Q
P
x
y

FIGURA 5.

dell'onda intorno alla direzione di propagazione, in misura molto dipendente dalla jonizzazione dell'atmosfera e dalla lunghezza d'onda. Anche gli aerei trasmittenti possono contribuire a tale deformazioni: i tratti orizzontali degli aerei comuni, gli aerei a dipolo, gli aerei dei velivoli, gli aerei a telaio, irradiano le onde in modo diverso dall'antenna ideale verticale marconiana.

Ad esempio le f. m. prodotte da un telaio o da un dipolo orizzontale nei piani ad essi perpendicolari e ad una certa altezza sul suolo, hanno precisamente una notevole componente verticale, mentre che il campo elettrico ha una notevole componente orizzontale: il raggio riflesso deve quindi avere anche lui, in questo caso, una componente verticale notevole nella f. m.

Cause di polarizzazione ellittica vanno ricercate nella sovrapposizione di raggi provenienti da varie direzioni, riflessi da strati non perfettamente orizzontali, oppure reirradiati da conduttori vicini, specialmente se prossimi alla risonanza: dalla composizione cioè di f. e. o di f. m. aventi diverse direzioni e diverse fasi.

I tre tipi di aerei considerati nella figura 5 danno origine a componenti radiali ($E_r$, $H_r$) dei rispettivi campi elettrici o magnetici, le quali svaniscono nel piano equatoriale ($0 = 90°$), ma all'infuori di questo risultano sfasate, con le rispettive componenti ortogonali ($E_n$, $H_n$), non solo nello spazio ma anche nel tempo (1). Ne conseguono campi ellittici per le relative risultanti.

10. - Se il campo magnetico di un raggio indiretto ha una componente verticale o è polarizzato ellitticamente, lo zero del telaio non é nella direzione giusta (nel 1° caso), oppure non si ha affatto zero (nel 2° caso).

Infatti supponiamo che il raggio riflesso $R$ proveniente dall'alto sia nel piano $x\,z$ e sia inclinato di $0$ colla verticale $o\,z$.

Se la polarizzazione non è normale, la $F$ non sarà contenuta nel piano di propagazione, ma farà un angolo $\alpha$ con esso: la $H$ farà un angolo $\frac{\pi}{2} - \alpha$ collo stesso piano (fig. 6).

(1) R. MESNY. - Usages des cadres et radiogoniométrie. - Paris 1925, - E. Chiron - pagg. 14 e 86.

In queste condizioni l'angolo $\varphi$ che un telaio deve fare col piano di provenienza dei segnali per contenere il campo magnetico e determinarne così una ricezione nulla, non è $\frac{\pi}{2}$, ma bensì è dato dalla relazione seguente, ricavata dal triangolo sferico $MNS$ rettangolo in $S$:

$$\cot \varphi = \operatorname{tg} \alpha \cos \theta$$

cioè dipende dall'angolo di polarizzazione $\alpha$ e dall'angolo di arrivo $\theta$, entrambi ignoti al posto radiogoniometrico e che inoltre variano, più o meno rapidamente, col tempo.

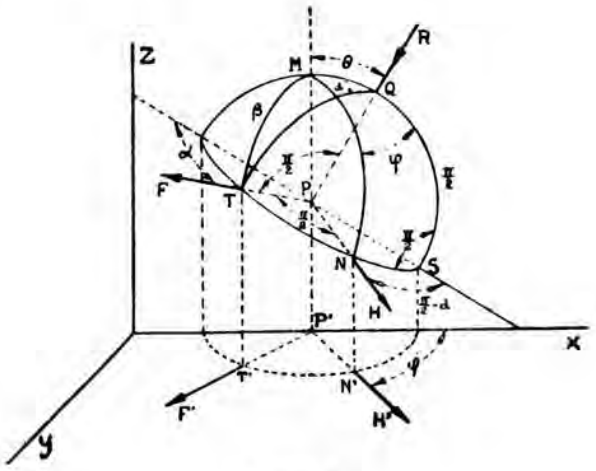



FIGURA 6.

L'angolo $\varphi$ sarà $= \frac{\pi}{2}$ solo se $\alpha = o$ oppure $\theta = \frac{\pi}{2}$; negli altri casi si hanno errori di rilevamento, i quali possono raggiungere valori molto grandi, tali da rendere illusorio il rilevamento stesso.

La relazione soprascritta non tiene conto del raggio riflesso dal terreno il quale deforma più o meno le componenti dei due campi $H$ ed $F$: in realtà quindi la relazione tra $\varphi$, $\alpha$, $\theta$, è più complicata di quella riportata.

11. - Se il campo magnetico è polarizzato secondo una ellisse non contenuta in un piano verticale, non si potrà avere lo zero di ricezione, perchè, in qualunque direzione si ponga il telaio, vi sarà sempre una componente orizzontale attiva, dato che la componente orizzontale del vettore magnetico si potrà considerare risultante di due componenti in quadratura nel tempo e disposte nello spazio secondo la proiezione orizzontale degli assi della ellisse. In ogni posizione del telaio vi sarà perciò una componente di $H$ capace di determinarvi una f. e. m. indotta. Se poi il piano della elisse è verticale, allora la ricezione dovrebbe essere nulla, od, in ogni caso, ugualmente debole in ogni posizione verticale del telaio.

12. - Per le applicazioni militari è importante osservare che le anomalie della propagazione interessano in modo speciale una ampia gamma di onde, quelle cioè di lunghezza inferiore ai $200 \div 250$ metri circa, per le quali l'attenuazione del raggio diretto è sensibile anche alle minori distanze, mentre ha molta efficienza il raggio indiretto.

Il collegamento radio con tali onde è perciò da una certa distanza in poi affidato esclusivamente al raggio indiretto, il quale per altro non si presta normalmente ad essere radiogoniometrato con aerei a telaio girevole, come abbiamo visto.

Ne segue che la radiogoniometria di queste onde con telai verticali girevoli non è possibile che nelle immediate vicinanze delle stazioni emittenti, anche se le relative segnalazioni sono sentite a distanze molto grandi. Ciò è importante per le applicazioni militari, perchè richiede apparati leggeri e poco ingombranti che possano spingersi il più possibile vicino alle stazioni nemiche che impiegano dette onde.

La distanza limite alla quale cessa la possibilità del rilevamento r. g. è una funzione molto complicata della lunghezza d'onda, della natura del terreno e delle condizioni atmosferiche e stagionali.

Di massima si può ritenere che siano rilevabili le stazioni fino alla distanza in cui comincia a prevalere il raggio indiretto, corrispondente presso a poco alla massima portata utile di una stazione

radiofonica che funzioni sull'onda considerata (1); distanza cioè alla quale sono già sensibili e nocive le evanescenze dovute alla sovrapposizione dei due raggi.

In questo interessante argomento si può, a titolo di orientamento, ricavare qualche dato dallo studio molto accurato compiuto dall'Eckersley e riportato nel fascicolo citato nella nota (1). La curva della figura 7 mostra appunto una relazione, dedotta dallo studio di cui trattasi, tra lunghezza d'onda in m. e probabile distanza limite di rilevamento in km., in condizioni di terreno pianeggiante e prativo.

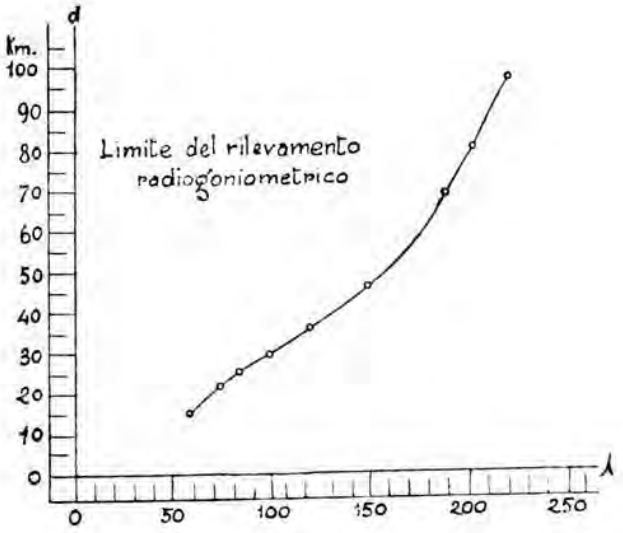



FIGURA 7.

In mare tali distanze aumentano mentre diminuiscono in terreni rotti, o montani, o molto boscosi: inoltre le condizioni atmosferiche e stagionali possono pure influire sensibilmente, sulla relazione di cui trattasi, come vi influiscono la forma e il tipo dell'aereo trasmittente.

(1) The service area of broadcasting stations - P. P. ECKERSLEY. - *The British Broadcasting Corporation* - London 1929. - pag. 16.

È pure da notare che le ore intorno al tramonto ed al levare del sole sono le meno indicate per il rilevamento r. g., perchè specialmente anormale è la propagazione in quelle ore, anche sulle onde più lunghe.

Importanti cause di deformazione nel fronte dell'onda e nella sua polarizzazione sone i fenomeni di riflessione, di rifrazione e di diffrazione delle onde e. m., provocati dalle masse montane.

I rilevamenti r. g. in montagna sono perciò soggetti a forti errori, i quali tuttavia sono di massima eliminabili mediante il rilevamento e l'uso delle curve delle deviazioni locali di cui si dirà in seguito.

Infine ogni cambiamento brusco nella natura del terreno produce sempre una complicazione nella propagazione delle onde e. m., ragione per cui è da evitare, per quanto possibile, l'impianto dei r. g. nella immediata vicinanza di qualsiasi accidentalità del suolo, in esse compresi i fabbricati, le linee elettriche, i filari d'alberi, i boschi, i fiumi, i laghi, le spiaggie, ecc.

Non potendosi evitare tali accidentalità potrà tentarsi la correzione degli errori da esse provocati, mediante la determinazione delle deviazioni locali.

13. - Per eliminare l'effetto della anormale polarizzazione, detto anche effetto di notte, cioè per riuscire a rilevare ugualmente malgrado tale anormale polarizzazione dell'onda in arrivo, è stato proposto l'uso di due antenne verticali $A$ e $B$, collegate all'apparato di ricezione attraverso schermi orizzontali: il sistema è detto Adcock (1) dal suo inventore. Esso utilizza la sola componente verticale del campo elettrico $F$, la quale, dal triangolo sferico $TQM$ rettilatero in $TQ$ (fig. 8) risulta

$$F \cos \beta = F \operatorname{sen} \theta \cos \alpha.$$

Se ora si considerano due antenne verticali $A$ e $B$ distanti $2a$, situate nel piano $xy$ e disposte in un piano verticale che faccia un

(1) F. Adcock - Brevetto inglese N. 130490 del 1919.

R. L. Smith-Rose and R. H. Barfield: The cause and elimination of night errors in radio direction-finding. - *Journal I. E. E.*, 1926, pag. 831.

angolo $\varphi$ col piano $x\,z$ di arrivo del segnale, esse saranno a differente distanza dalla stazione di provenienza e la differenza è

$$d = 2\,a\,\cos\gamma = 2\,a\,\cos\varphi\,\operatorname{sen}\,\theta$$

risultante dal triangolo sferico rettangolo tratteggiato nella fig. 8.

Ne segue che se nell'antenna più vicina la f. e. m. agente è proporzionale a $\operatorname{sen}\,\omega\,t$, nella più lontana è proporzionale a $\operatorname{sen}\left(\omega\,t - \dfrac{2\,\pi\,2\,a\,\cos\varphi\,\operatorname{sen}\,\theta}{\lambda}\right)$. In realtà però in $O$ arriva anche

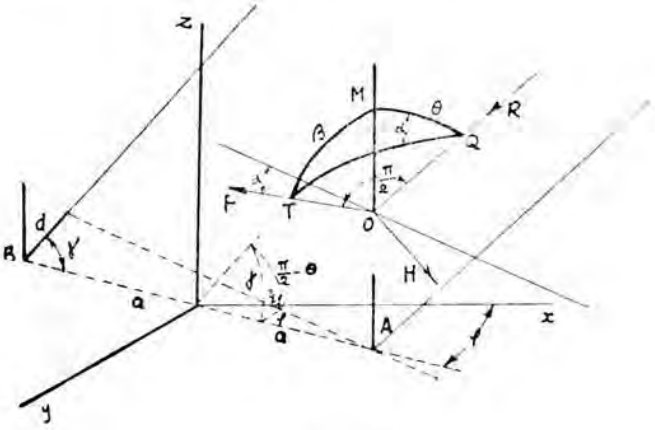



Figura 8.

il raggio riflesso dal terreno il quale, se si suppone perfettamente conduttivo, assorbe la componente orizzontale e rimanda intatta la componente verticale, la quale arriva sull'antenna in $O$ colla stessa intensità della componente diretta ma in ritardo di fase della diversità di cammino tra i due raggi: tale diversità si può computare prendendo come origine delle fasi la fase del piede $O'$ del punto $O$ (fig. 9). Il raggio diretto si trova in anticipo di $h\,\cos\theta$ rispetto a tale punto mentre il raggio riflesso è in ritardo della stessa quantità; quindi la somma dà

$$F\,\operatorname{sen}\,\theta\,\cos\alpha\left[\operatorname{sen}\left(\omega\,t - \frac{2\,\pi\,h}{\lambda}\,\cos\theta\right) + \operatorname{sen}\left(\omega\,t + \frac{2\,\pi\,h}{\lambda}\,\cos\theta\right)\right] =$$

$$= 2\,F\,\operatorname{sen}\,\omega\,t\,\operatorname{sen}\,\theta\,\cos\alpha\,\cos\left(\frac{2\,\pi\,h}{\lambda}\,\cos\theta\right).$$

Abbiamo poi visto che l'antenna più lontana è in ritardo di fase di $\frac{4\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\mathrm{sen}\,\theta$, cosicchè prendendo l'origine delle fasi al centro tra le due antenne le due f. e. m. saranno proporzionali rispettivamente a $\mathrm{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\mathrm{sen}\,\theta\right)$ ed a $\mathrm{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\mathrm{sen}\,\theta\right)$.

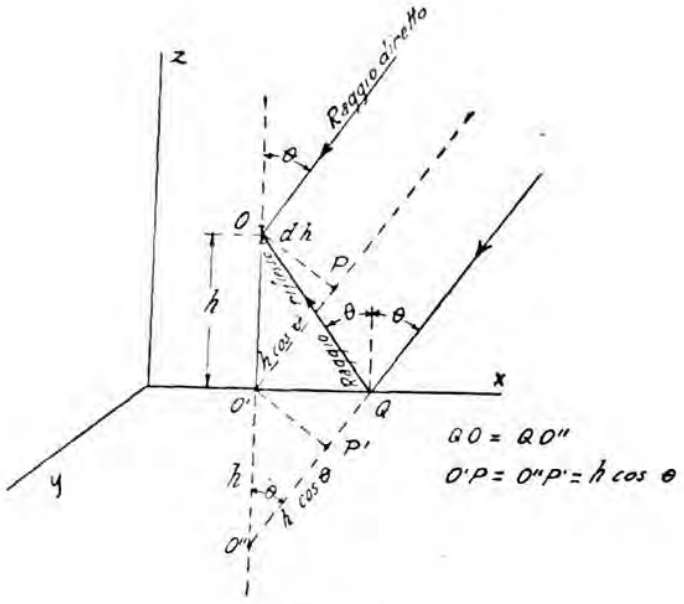



FIGURA 9.

Ora considerato che le due f. e. m. agiscono in opposizione sul ricevitore, ne segue che la f. e. m. risultante, dovuta a due elementi corrispondenti $dh$ delle due antenne, sarà la loro differenza, che risulta espressa da:

$$E = E_1 - E_2 = 4\,F\,dh\,\mathrm{sen}\,\theta\,\cos\alpha\,\cos\omega t \cdot$$

$$\cdot\,\mathrm{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\,\mathrm{sen}\,\theta\right)\cos\left(\frac{2\pi h}{\lambda}\cos\theta\right).$$

Si vede da questa espressione che qualunque siano $\alpha$ e $\theta$, purchè non sia $\theta = o$ cioè arrivo verticale, oppure $\alpha = \frac{\pi}{2}$ cioè polarizzazione completamente orizzontale, l'annullamento della $E$ si ha solo per $\varphi = \frac{\pi}{2}$, cioè quando il piano delle due antenne è perpendicolare al piano di arrivo (fig. 8).

14. - Su questo principio è basato il r. g. Adcock, il quale potrebbe teoricamente essere costituito da un complesso di due antenne disposte all'estremo di un supporto orizzontale girevole: quando il piano delle antenne è perpendicolare al piano di arrivo si dovrebbe avere estinzione del segnale. Basta però una piccola riflessione per vedere che nella condizione in cui funzionerebbe questo sistema, il collegamento orizzontale sarebbe sede di una f. e. m. dovuta alla componente orizzontale del campo elettrico, la quale agirebbe come perturbatrice. La eliminazione di questa perturbazione è la principale difficoltà che si incontra nel funzionamento del sistema Adcock, che praticamente si realizza perciò con antenne fisse e coll'artifizio del radiogoniometro Bellini-Tosi, cioè mediante due avvolgimenti perpendicolari tra loro, nell'interno dei quali può ruotare un secondario, detto bobina di ricerca (fig. 10): i due avvolgimenti fissi riproducono il campo esterno in grandezza e direzione relative; la bobina di ricerca funziona così, all'interno, come il telaio mobile funzionerebbe nel campo esterno.

La principale precauzione da prendere è la schermatura accuratissima dei tratti orizzontali e la efficente messa a terra degli schermi: per eliminare ogni azione elettrostatica viene inoltre praticato il prolungamento degli schermi molto al di là degli ingressi delle antenne negli schermi stessi.

Si può però vedere che così realizzato il r. g. non fornisce più il rilevamento perfettamente esatto (1), perchè l'annullamento della f. e. m. indotta nella bobina esploratrice non si verifica più quando la bobina si trova nel piano perpendicolare alla direzione di prove-

(1) Vedi *The Institution of Electrical Engineer*, settembre 1932, J. F. COALES - pag. 497.

nienza: l'errore dipende dall'ampiezza del rapporto $\frac{2\pi a}{\lambda}$ e diminuisce al diminuire di esso. È facile vedere infatti che mentre nella bobina inserita in una coppia di antenne la f. e. m. indotta è proporzionale a $\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\underline{\cos}\,\varphi\operatorname{sen}\theta\right)$, nell'altra bobina sarà proporzionale a $\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\underline{\operatorname{sen}}\,\varphi\operatorname{sen}\theta\right)$, dato che le due coppie di

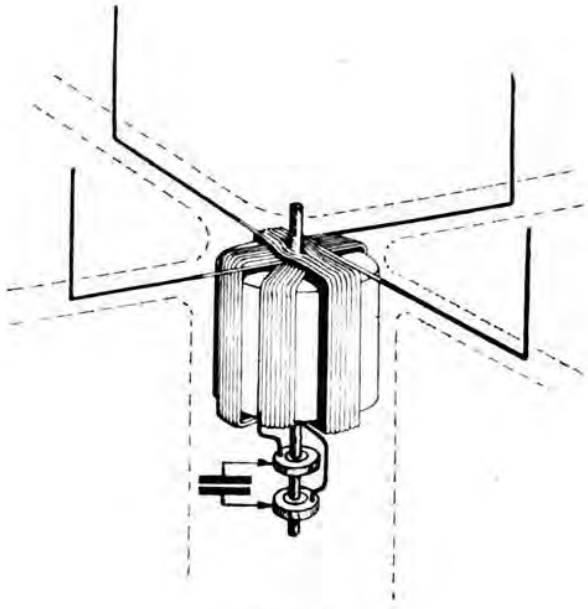


FIGURA 10.

antenne sono tra loro normali. Le componenti sulla bobina esploratrice, quando essa fa l'angolo $\psi$ con la 1ª bobina, sono rispettivamente $\underline{\cos}\,\psi\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\underline{\cos}\,\varphi\operatorname{sen}\theta\right)$ e $\underline{\operatorname{sen}}\,\psi\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\underline{\operatorname{sen}}\,\varphi\operatorname{sen}\theta\right)$ e la differenza si annulla quando sia

$$\operatorname{tg}\psi=\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\cos\varphi\operatorname{sen}\theta\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi a}{\lambda}\operatorname{sen}\varphi\operatorname{sen}\theta\right)}$$ cioè non per $\psi=\frac{\pi}{2}-\varphi$.

Tuttavia se il rapporto $\frac{2\pi a}{\lambda}$ è piccolo, come di solito avviene, cioè è $\frac{2\pi a}{\lambda} < \frac{1}{2}$, si potrà sostituire l'arco al seno, e allora sarà, con buona approssimazione:

$$\text{tg}\,\psi = \cot\varphi \qquad \text{cioè} \qquad \psi = \frac{\pi}{2} - \varphi .$$

La teoria ora esposta vale evidentemente anche se la componente orizzontale del campo elettrico è sfasata nel tempo rispetto a quella verticale (polarizzazione ellittica), dato che tale componente orizzontale non produce f. e. m. sulle antenne verticali. La teoria si complica invece se, oltre al raggio indiretto, si deve considerare anche il raggio diretto, propagantesi lungo il suolo.

L'errore dipende allora (1) sia dal rapporto tra le intensità dei due campi (diretto e indiretto), sia dal loro sfasamento, e può raggiungere valori molti alti in particolari condizioni. Per $\frac{2a}{\lambda} = 0{,}1$ si possono avere errori di circa 1° in ampie zone intorno al posto emittente, ma per certe particolari distanze dal posto trasmettitore l'errore può raggiungere 20°. Per $\frac{2a}{\lambda} = 0{,}3$ l'errore sale a $5° \div 8°$ in ampie zone e può raggiungere 45° a particolari distanze dal posto trasmettitore.

In complesso quindi, alle distanze in cui il campo diretto e quello indiretto hanno ampiezze poco diverse, neppure il radiogoniometro Adcock del tipo fisso dà garanzie sufficienti di attendibilità.

15. - Un tipo mobile di radiogoniometro Adcock è stato pure tentato (2) con due dipoli verticali collegati in opposizione ad una bobina centrale alla quale è accoppiato il ricevitore, il tutto

(1) I. F. COALES - loc. cit. pag. 504.

(2) Recent developments in direction-finding apparatus. - R. H. BARFIELD. - *Journal I. E. E.*, agosto 1930, pag. 1062.

girevole intorno ad un asse verticale e con i tratti orizzontali bene schermati (fig. 11).

Questo tipo mobile non sarebbe soggetto agli errori dovuti alla sovrapposizione dei raggi diretto e indiretto. È però in esso abbastanza difficile ottenere che lo schermo agisca esattamente simmetrico rispetto ai due dipoli, in modo che il suo effetto complessivo sia nullo, come occorrerebbe per evitare ogni perturbazione: l'impiego ne è perciò per ora alquanto difficile e incerto.

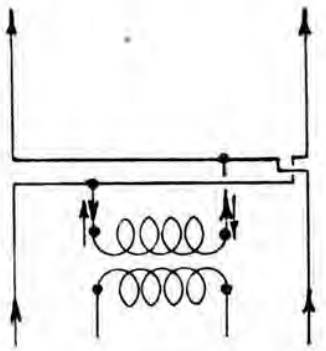


FIGURA 11.

16. - Veniamo ora ai difetti dei r. g. ordinari, cioè alle cause di errore e di mancanza di zero nei r. g. a telaio mobile. Abbiamo visto che l'effetto utile nel r. g. a telaio girevole consiste in una d. d. p.

$V_c' = -\frac{N S H}{C R} \cos\alpha \, 10^{-8} = A \cos\alpha$ che si ottiene alla griglia della valvola di ingresso del ricevitore. Questa d. d. p. che è in fase con il campo magnetico $H$, si annulla quando l'angolo $\alpha$ del telaio colla direzione di provenienza del segnale è 90°. Ora varie cause di perturbazione determinano complessivamente sulla stessa griglia una d. d. p. $V_c''$ perturbatrice, di ampiezza normalmente minore di $V'_c$, indipendente dall'azimut $\alpha$ e sfasata rispetto a $V'_c$ di un certo angolo $\varphi$. Se il valore istantaneo di $V_c'$ è

$$V_c' = A \cos\alpha \operatorname{sen} \omega t$$

il valore istantaneo di $V_c''$ sarà

$$V_c'' = a \operatorname{sen}(\omega t + \varphi) = a \operatorname{sen} \omega t \cos \varphi + a \cos \omega t \operatorname{sen} \varphi;$$

Se si prende come origine delle fasi quella di $V_c'$ si potrà scrivere in notazioni simboliche

$$V_c' = A \cos \alpha$$

$$V_c'' = a \cos \varphi + j\, a \operatorname{sen} \varphi = a_1 + j\, a_2 \qquad j = \sqrt{-1}$$

La $V_c''$ comprende quindi in generale un termine $a_1$ in fase con la $V_c'$ e quindi col campo $H$; ed un termine $a_2$ in quadratura con entrambi.

In definitiva sarà quindi

$$V_c = V_c' + V_c'' = (A \cos \alpha + a_1) + j\, a_2$$

di cui l'ampiezza è $\sqrt{a_2^2 + (A \cos \alpha + a_1)^2} = B$ e la fase si ricava da

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{a_2}{A \cos \alpha + a_1}$$

Risulta dunque subito che la ricezione non si annulla più per $\alpha = \frac{\pi}{2}$, perchè per tal valore l'ampiezza della $V_c$ è ancora $\sqrt{a_1^2 + a_2^2} = a$. Per annullare la $V_c$ occorre che sia contemporaneamente

$$A \cos \alpha + a_1 = o$$

$$a_2 = o$$

BIBLIOTECA ... ACCADEMIA ... TECNICO ELETTRONICO

17. - Supponiamo per un momento che siasi ottenuto $a_2 = o$; per ottenere $V_c = o$ si dovrà fare $A \cos \alpha = -a_1$, cioè $\cos \alpha = -\frac{a_1}{A}$.

L'angolo $\alpha$ del telaio con la provenienza dei segnali che annulla i segnali stessi non deve dunque più essere $\frac{\pi}{2}$ ma deve avere un valore tale che sia $\cos \alpha = -\frac{a_1}{A}$.

Ora noi sappiamo che vi sono due valori di $\alpha$ che soddisfano a questa condizione e cioè $\alpha$ e $-\alpha$.

Se $O\,P$ è la direzione di provenienza dei segnali (fig. 12), facente l'angolo $\varphi$ col meridiano geografico, per effetto del termine $a_1$ lo zero sarà ottenuto non col telaio in $\varphi \pm 90°$ ma nelle direzioni

$$\alpha_1 = \varphi + \alpha \quad \text{e} \quad \alpha_2 = \varphi - \alpha \pm 360°$$

I due punti di zero non sono dunque opposti, ma simmetrici rispetto alla direzione $O\,P$ della emissione. Basterà dunque rile-

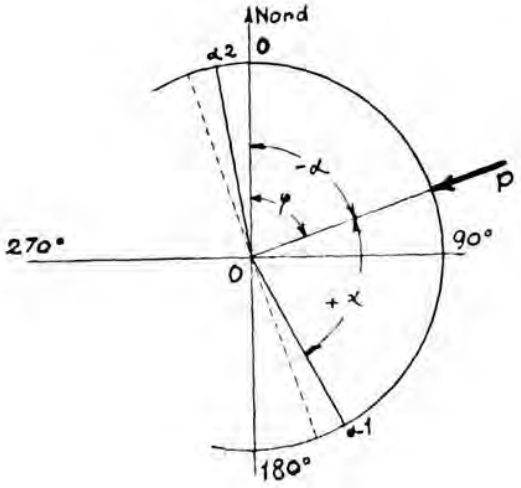



FIGURA 12.

vare praticamente le direzioni $\alpha_1$ ed $\alpha_2$ corrispondenti ai due punti di silenzio e fare la media: si ottiene

$$\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} = \varphi \pm 180$$

che rappresenta la direzione cercata con l'incertezza solita dei 180°. Nel caso in cui l'indice del radiogoniometro sia parallelo alla normale al piano del telaio, anzichè parallelo al piano stesso, la lettura del punto di silenzio dà direttamente l'azimut della stazione rilevata. In tale caso alla media delle letture opposte si deve togliere o aggiungere 90°. Se dunque si riuscisse ad eliminare il termine $a_2$, la sola presenza del termine $a_1$ non sarebbe nociva, in

quanto che la sua influenza si può neutralizzare facendo la media dei due rilevamenti. Il termine $a_1$, in fase col campo magnetico, può chiamarsi *effetto di senso*, e può essere considerato relativamente poco dannoso.

18. - Molto più grave è l'effetto del termine $a_2$, in quadratura col campo: esso chiamasi *effetto d'antenna* ed è solo eliminabile con l'impiego di una antenna ausiliaria. Esso è specialmente dannoso perchè fa perdere nettezza al rilevamento.

Sulle cause che possono determinare un tale effetto non tutti sono d'accordo. Esso può dipendere dalla dissimmetria elettrica del telaio, cioè dalla diversa capacità dei due lati opposti rispetto alla terra; ma è più probabile, a mio parere, l'influenza della dissimmetrica disposizione dello schermo, o dei sostegni, o dei conduttori vicini, rispetto all'avvolgimento del telaio, per effetto della quale le correnti circolanti nello schermo, o nei sostegni, o nei conduttori vicini, inducono f. e. m. non perfettamente uguali e contrarie su due metà del telaio. La differenza è, in genere, in fase col campo magnetico incidente, e determina quindi un effetto d'antenna. Gli accoppiamenti elettrostatici tra antenna e telaio possono pure dar luogo ad analogo effetto: essi devono evitarsi con ogni cura.

Una causa importante di effetti nocivi si elimina mettendo a terra il punto centrale della bobina di accoppiamento del telaio coll'antenna ausiliaria (fig. 3).

19. - Fortunatamente l'effetto di antenna, qualunque ne sia la causa si può eliminare accoppiando al telaio un'antenna disaccordata (1). Infatti su un'antenna molto disaccordata e avente una ottima presa di terra si produce una corrente quasi esattamente in quadratura con il campo incidente: la f. e. m. di mutua induzione che la corrente produce nel telaio, essendo in quadratura colla corrente stessa, viene a risultare in fase col campo, e quindi in

(1) *Telefunken Zeitung* - dicembre 1926 - pag. 71. - F. MICHELSEN. - Kompensierung des antennenefektes.

fase con l'effetto di antenna, che si può perciò annullare dosando convenientemente l'accoppiamento $M$ e scegliendone il senso opportuno.

Precisamente si ha:

f.e.m. indotta dal campo sull'antenna ausiliaria $E = F h_e$;

$F$ = campo elettrico in volt metro;

$h_e$ = altezza efficace dell'antenna, in metri.

Impedenza dell'antenna

$$Z = R + j\,\omega L + \frac{1}{j\,\omega C_0} = R + j\,X$$

in cui

$R$ = resistenza complessiva dell'antenna-terra;

$L$ = induttanza di accoppiamento;

$\frac{1}{j\,\omega C_0}$ = reattanza propria dell'antenna (1).

La corrente d'aereo sarà quindi:

$$I = \frac{F h_e}{R + j\,X}$$

e la f.e.m. indotta nel telaio sarà $-j\,\omega\,M\,I = -j\,\frac{\omega\,M\,F\,h_e}{R + j\,X} = \varepsilon$.

L'effetto d'antenna $a_2$ da neutralizzare si può d'altronde rappresentare con un'altezza $h'$ di antenna fittizia su cui agisca il campo $F$, che determina quindi l'effetto stesso $a_2 = h'\,F$, in fase col campo.

Dovendosi ottenere $a_2 + \varepsilon = o$, ciò è solo possibile quando sia $X \gg R$ in modo che possa scriversi, con molta approssimazione, trascurando $R$ di fronte a $X$,

$$\varepsilon = -\frac{\omega\,M\,F\,h_e}{X} \text{ in fase con } F.$$

---

(1) In realtà la reattanza dell'antenna è $-j\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\ \cot\omega\sqrt{L_0\,C_0}$ che però per $\lambda \gg 4\,h$ si riduce a $\frac{1}{j\,\omega\,C_0}$ essendo $C_0$ la capacità dell'antenna.

Allora si potrà ottenere $\varepsilon + a_2$ o facendo $\frac{\omega M}{X} = \frac{h'}{h_e}$.

Se la $R$ non è trascurabile di fronte a $X$ il termine $R$ introduce una componente in quadratura con l'effetto d'antenna, cioè in fase con l'effetto di senso. La scarsa prevalenza della reattanza $X$ dell'antenna sulla sua resistenza $R$ implica dunque una maggiore $M$ di compensazione e introduce un effetto di senso, cioè sposta gli zeri, che non risultano più esattamente a 180° l'uno dall'altro.

Analogamente se nella determinazione del senso non si accorda esattamente l'antenna ausiliaria, si introduce un effetto di antenna dovuto alla reattanza residua, e che rende meno netto lo zero della cardioide.

La nettezza degli zeri di ricezione e la loro esatta opposizione a 180° indicano così la raggiunta eliminazione di effetti nocivi e il perfetto funzionamento del R. G.

20. - Le operazioni di radiogoniometria sono dunque:

*a)* - rilevamento goniometrico: si usa il solo telaio, senza antenna e si rilevano i due zeri di ricezione, che devono risultare a 180°; al caso se ne farà la media (N. 17).

*b)* - compensazione: si accoppia un'antenna molto disaccordata e si regola l'accoppiamento $M$ fino ad ottenere $\frac{\omega M}{X} \quad \frac{h'}{h_e}$ (N. 19), e quindi uno zero molto netto di ricezione.

*c)* - determinazione del senso: si accoppia l'antenna, accordandola esattamente, e quindi regolandone l'accoppiamento e la resistenza finchè sia $\frac{M}{R} = \frac{NS}{300\, h_e}$ (N. 7); si otterranno uno zero ed un massimo di ricezione posti a 180° tra di loro, ma spostati di 90° rispetto agli zeri precedenti.

Alle tre posizioni suddette è conveniente aggiungerne una quarta, di ascolto, nella quale venga sfruttata la proprietà captatrice dell'antenna, che, strettamente accoppiata al telaio, aumenta la sensibilità di ricezione e permette una più facile ricerca delle stazioni.

21. - Circa gli errori che si verificano nei rilevamenti radiogoniometrici possiamo dire che, come in tutti gli strumenti di misura, tali errori possono essere accidentali e sistematici.

Fra le cause di errori accidentali la più comune è quella dovuta alla scarsa abilità del personale ed al conseguente cattivo apprezzamento del punto medio di silenzio, specialmente quando la zona di silenzio è piuttosto ampia. Altri errori accidentali possono derivare da perturbazioni temporanee dell'atmosfera o da variazioni saltuarie nella disposizione di corpi conduttori in vicinanza del posto di impianto. Fra le cause accidentali potremo anche mettere quelle dovute agli aerei delle stazioni trasmittenti, quando queste adoperano aerei speciali, come il dipolo orizzontale o il telaio, od altri tipi aventi carattere direzionale di cui sia ignota la posizione rispetto al radiogoniometro.

Mentre gli errori accidentali, per essere dovuti a cause incostanti o ignote, non hanno possibilità di correzione, gli errori sistematici possono essere eliminati con uno studio accurato delle cause che li producono. Potremo classificare questi errori sistematici in tre categorie:

a) *Errori strumentali:* dovuti alla eccentricità del telaio rispetto alla graduazione - alla non perfetta verticalità del telaio - alla non perfetta simmetria delle varie parti e specialmente dell'avvolgimento del telaio, ecc.

Tali errori strumentali in generale si eliminano assumendo come rilevamento la media delle letture dei due punti opposti di silenzio. Tra gli errori strumentali possono anche comprendersi quelli dovuti all'aereo ausiliario, che, riemettendo le oscillazioni ricevute, produce una deviazione variabile coll'angolo tra aereo e direzione di provenienza.

b) *Deviazioni assiali* dovute alle masse metalliche dei mezzi di trasporto sui quali funzionano i radiogoniometri (navi, automobili, velivoli).

Per effetto di tali deviazioni il segnale appare più vicino all'asse longitudinale del veicolo di quanto non sia in realtà. Le deviazioni si annullano o quasi quando la direzione di provenienza del segnale coincide con l'asse longitudinale o con l'asse trasversale

del veicolo; sono massime nelle direzioni intermedie. La denominazione di *assiali* qui dato a tali deviazioni sembra più adatta di quella di *quadrantali*, che viene generalmente usata, in quanto esse appunto consistono in uno spostamento della direzione apparente del segnale verso l'asse longitudinale del veicolo.

c) *Deviazioni locali o ambientali*, dipendenti dalla località d'impianto del radiogoniometro e specialmente dalle accidentalità del terreno circostante. Queste deviazioni variano col variare dell'azimut in maniera del tutto irregolare, in relazione alla natura ed alle accidentalità del terreno.

Gli errori assiali e quelli strumentali sono praticamente indipendenti dalla lunghezza d'onda, mentre quelli locali possono dipendere notevolmente da tale lunghezza. Questi ultimi sono specialmente importanti nei radiogoniometri militari, destinati a operare in terreni non sempre sgombri e piatti.

Gli errori accidentali e strumentali sono in genere di piccola entità, ed in ogni modo possono quasi del tutto eliminarsi con un'ottima costruzione degli apparati e con un buon allenamento del personale.

Per contro le deviazioni assiali e locali possono raggiungere vari gradi e devono quindi essere conosciute per poter apportare ai rilevamenti le corrispondenti correzioni. Per ogni r. g. installato su un autoveicolo, sarà perciò necessario costruire una volta tanto la curva delle deviazioni assiali mediante il rilievo di una o più stazioni disposte tutt'intorno al radiogoniometro in terreno perfettamente piano e sgombro, privo cioè di apprezzabili errori locali. Ora un tale terreno ideale essendo difficilmente disponibile in pratica, occorrerà determinare contemporaneamente sia le deviazioni assiali che quelle locali.

22. - Un modo per raggiungere tale scopo consiste nel rilevare, in successive diverse posizioni azimutali $\beta$ della vettura radiogoniometrica, varie stazioni dislocate in varie direzioni tutt'intorno al radiogoniometro e tutte emittenti sulla stessa onda, notando in ciascun rilevamento il relativo errore complessivo $E$ (azimut rilevato meno azimut vero). Ora tale errore complessivo è il risultato dei

due errori parziali già accennati, e cioè quello assiale, $\varepsilon$, dovuto alle masse metalliche della vettura, eventualmente perturbato dalla deviazione prodotta dall'aereo ausiliario, e di quello locale, e, dovuto alle anomalie del terreno.

Per separare le due classi di errori si potrà procedere analiticamente come segue: I due errori $e$ ed $\varepsilon$ ora accennati possono scriversi $e = f(\alpha)$ ed $\varepsilon = F(\beta - \alpha)$, in cui $\alpha$ è l'azimut geografico, noto, della stazione rilevata, e $\beta$ l'azimut geografico dell'asse della vettura. La $\varepsilon$ si può sviluppare in serie di Fourier ottenendo

$$\varepsilon = F(\beta - \alpha) = b_0 + a_1 \operatorname{sen}(\beta - \alpha) + b_1 \cos(\beta - \alpha) + a_2 \operatorname{sen} 2(\beta - \alpha) + b_2 \cos 2(\beta - \alpha) + \ldots\ldots\ldots\ldots$$

in cui normalmente predomina il termine $a_2$ con valori molto maggiori dei rimanenti (1). L'aereo ausiliario può introdurre valori sensibili anche per $a_1$ e $b_1$ ed eventualmente anche per le armoniche superiori alla 2ª. Per contro la $e = f(\alpha)$ avrà in genere un andamento irregolare, dipendente dal terreno circostante alla località d'impianto.

Si potranno così scrivere, per ciascuna stazione rilevata, tante equazioni, quante cioè sono le posizioni assunte della vettura ed i corrispondenti valori della $\beta$, e tutte della forma:

$$E = e + \varepsilon$$

in cui $\varepsilon$ sia sviluppato in serie come sopra.

Nel caso in cui i vari rilevamenti non siano tutti ugualmente attendibili, ad esempio per derivare da letture fatte con zone di silenzio di diversa ampiezza, si potrà attribuire a ciascun rilevamento un coefficente di attendibilità, o peso, $h$, pel quale si molti-

(1) R. KEEN. - Wireles Direction Fi ding. - *Iliffe and Son.* - London 1927, pag. 369.

R. MESNY. - Usage des cadres et radiogoniométrie - Paris 1925 - E. Chiron, pag. 164.

DR. F. A. FISCHER und OBERING-A. LEIB. - Die Ursache und Beseitigung der Funkfehlweisung, die vom Schiff und Takelung hervorgerufen wird. - *Telefunken-Zeitung.* - Gennaio 1926, N. 42, pag. 76.

F. VICEDOMINI. - Le deviazioni radiogoniometriche a bordo. - *R. Accademia Navale Livorno,* 1932.

plicheranno i due membri della corrispondente equazione. Le equazioni stesse risulteranno così del tipo:

$$m_r e + n_r a_1 = p_r b_1 + q_r a_2 + s_r b_2 + \cdots = u_r$$

in cui $r$ varia da 1 a $N$ = numero di equazioni.

I valori più probabili di $e$ e dei vari coefficenti $a_1, a_2, b_1, b_2$ ecc. si ricaveranno col metodo dei minimi quadrati (1). Si moltiplicheranno cioè i due membri di ciascuna equazione per il rispettivo coefficente della prima incognita. Sommando poi membro a membro si otterrà così una prima equazione secondaria. Si ripeterà l'operazione moltiplicando le equazioni primarie per il rispettivo coefficente della 2ª incognita, e si sommerà ottenendo una seconda equazione secondaria. Continuando si otterranno tante equazioni secondarie quante sono le incognite, e il sistema si risolverà nei modi soliti.

Un sistema analogo, con analoga soluzione, si avrà per ciascuna delle altre stazioni rilevate; si otterranno così altrettanti valori dei coefficienti $a_1, a_2, b_1, b_2$, ecc. dei quali si prenderanno le medie, e ne risulterà nota la curva media delle deviazioni assiali, nonchè la curva $e = f(\alpha)$ della deviazione locale, della quale si saranno ottenuti tanti punti quante sono le stazioni rilevate.

La curva delle deviazioni assiali, così costruita una volta per sempre, servirà poi per dedurre le deviazioni locali, operazione che dovrà compiersi ad ogni nuovo impianto di ogni radiogoniometro mediante il rilievo di stazioni note dislocate in varie direzioni intorno al radiogoniometro stesso.

Il possesso delle due curve, delle deviazioni locali e delle deviazioni assiali, darà modo, per ogni rilevamento di stazioni nemiche, di correggerlo dei due errori considerati (2).

---

(1) CASTELNUOVO G. - Calcolo delle probabilità. - 1919, pag. 250.

(2) Per le condizioni tecniche e di collaudo sui radiogoniometri vedere: D. GILIBERTI e F. GALOTTI. - « Proposte di norme di collaudo dei radioricevitori e dei radiogoniometri ». - *Bollettino R. T. del R. Esercito*, numeri 1 e 2 del 1932.

23. - Venendo ora a parlare delle esigenze del servizio radiogoniometrico militare con speciale riferimento al servizio campale, che presenta le maggiori difficoltà, possiamo osservare che queste esigenze dipendono principalmente dalla considerazione che il nemico farà presumibilmente tutto il possibile per sfuggire al rilevamento radiogoniometrico, e cioè cercherà, mediante comunicazioni molto brevi e rapide, mediante frequenti cambiamenti d'onda e di nominativi, di fare perdere le proprie traccie ai ricercatori radiogoniometrici. L'uso di onde piuttosto corte nei collegamenti radio nemici richiederà inoltre che i radiogoniometri possano avvicinarsi il più possibile alle stazioni nemiche per portarsi nel raggio diretto delle loro emissioni. La mobilità dei comandi nemici e delle relative stazioni radio richiederà infine una corrispondente mobilità nei posti radiogoniometrici, affinchè essi possano tempestivamente seguire i movimenti dei comandi suddetti.

Ne segue che principali requisiti dei radiogoniometri militari devono essere:

*a)* la possibilità di cambiare rapidamente l'onda di ricezione;

*b)* la possibilità di compiere rapidamente il rilevamento;

*c)* la possibilità di compiere rapidamente le operazioni di impianto e spianto del posto;

*d)* la grande mobilità dei posti stessi.

Si aggiunga che i r. g. militari dovranno spesso operare in terreni rotti e talvolta su stazioni impieganti aerei speciali, in condizioni cioè tali che il fronte dell'onda da rilevare difficilmente sarà esattamente disposto secondo un cerchio avente per centro la stazione emittente. In queste condizioni la perpendicolare al fronte dell'onda non passerà per la stazione emittente, ma se ne potrà discostare anche di qualche grado; cosicchè se anche il radiogoniometro permettesse un rilevamento esattissimo del fronte dell'onda, non potrebbesi da esso dedurre il rilevamento esatto della stazione emittente.

Dal complesso delle condizioni di cui sopra ne segue che sulla precisione del rilevamento, pur ritenuta condizione importantissima, si potrà ammettere qualche tolleranza, se con ciò meglio

si soddisfano le esigenze di massima rapidità sia nel rilevamento che nel cambiamento dell'onda di ricezione, e di grande mobilità del posto.

Per soddisfare a queste esigenze un radiogoniometro militare deve essere facilmente trasportabile, di piccolo ingombro e poco vulnerabile, specialmente se destinato a rilevare onde relativamente corte (minori di 250 m.).

Il tipo più adatto a tale scopo è per ora quello a telaio girevole; il dispositivo pel senso è indispensabile per svelare le stazioni nemiche che per mascherarsi usassero nominativi nostri.

Le operazioni di messa in stazione e di orientamento devono potersi compiere con molta rapidità mediante adatti metodi di trasporto, sul radiogoniometro, del nord magnetico fornito dalla bussola. È utile inoltre munire il radiogoniometro di uno strumento topografico che permetta la rapida determinazione del punto di impianto sulla carta topografica.

Il ricevitore di un radiogoniometro militare deve poi essere a *comando unico* dell'accordo, qualunque sia il numero dei circuiti accordati di cui si compone, compreso quello di aereo per il senso; e deve avere la maggior possibile *amplificazione sull' A. F.*

La prima condizione facilita evidentemente la ricerca delle stazioni, mentre la seconda ne facilita il rilevamento. Una scarsa amplificazione A. F. darebbe infatti una ricezione nulla, non solo in corrispondenza della posizione del telaio perpendicolare alla direzione di provenienza dei segnali, ma in una zona più o meno larga intorno a quella posizione. Ora con una zona molto ampia di ricezione nulla è ancora possibile il rilevamento delle stazioni, determinando la posizione media tra quelle nelle quali si comincia a risentire il segnale a destra ed a sinistra del silenzio; ma è chiaro che tale operazione, oltre a rendere meno preciso il rilevamento, richiede una serie di tentativi che fanno perdere tempo ed allungano la durata del rilevamento.

24. - Diremo ancora due parole sull'impiego del radiogoniometro per il rilevamento delle stazioni nemiche.

In primo luogo il servizio r. g. va organizzato in modo che una stessa stazione nemica sia rilevabile contemporaneamente da almeno

due o tre radiogoniometri disposti in posti diversi, in modo che la intersezione delle due, o possibilmente tre, direzioni rilevate, non dia luogo ad angoli troppi acuti, che produrrebbero grandi incertezze nei risultati. Ciò richiede una giudiziosa disposizione dei radiogoniometri sul terreno, non solo, ma un collegamento perfetto, possibilmente telefonico col filo, tra i vari posti, che renda possibile al capo maglia radiogoniometrista di dare tempestive indicazioni ai vari operatori per il rilevamento di una determinata stazione nemica, in modo da garantire che tutti i radiogoniometri lavorino contemporaneamente su una stessa emissione.

In mancanza di tale collegamento si può ancora pensare di utilizzare i rilevamenti che i vari radiogoniometri possono fare, ciascuno per proprio conto, seguendo le direttive generali loro date sui nominativi e sulle lunghezze d'onda delle stazioni nemiche da rilevare.

Raccogliendo periodicamente tali dati e confrontando le ore di ricezione, le lunghezze d'onda ed i nominativi delle stazioni rilevate, è possibile trovare dei rilevamenti contemporanei della stessa stazione e da questi dedurre la ubicazione della stazione stessa: ma può anche avvenire che le coincidenze siano molto scarse, e che il rendimento complessivo sia quindi molto basso.

Un ripiego che può essere molto redditizio in varie circostanze consiste nell'impiegare uno stesso radiogoniometro, munito di mezzi celeri di spostamento, il quale possa nel termine di poche ore spostarsi in diverse località per rilevare le stesse stazioni da diversi punti. Questo metodo può essere molto bene impiegato sia per un primo assaggio sulle stazioni nemiche, sia durante i periodi di intenso movimento. Esso sfrutta la circostanza favorevole che gli operatori radiogoniometristi, dopo un poco di allenamento, riescono spesso ad individuare ed a riconoscere gli operatori delle stazioni nemiche, anche se queste cambiano onde e nominativi, e ciò per il fatto che la manipolazione Morse è caratteristica di ogni operatore: il riconoscimento dell'operatore implica quello della stazione, la quale può quindi essere riconosciuta da uno stesso operatore che lavori successivamente in diverse località, anche se nel frattempo la stazione avrà tentato di mascherare le proprie trasmissioni.

Questo metodo è di facile organizzazione ma richiede molta abilità e iniziativa negli operatori radiogoniometristi.

Se d'altra parte si considerano le difficoltà che l'operatore r. g. deve superare per poter felicemente lottare contro il nemico che tenti di sfuggire alle sue ricerche, se ne deduce che un personale molto abile ed allenato è condizione essenziale per un redditizio impiego dei radiogoniometri militari.

LUIGI SACCO

COLONNELLO DEL GENIO.

# Richiamo sulle notazioni simboliche impiegate nella teoria dei circuiti elettrici

**SOMMARIO.** — *Si richiamano i principi elementari sulle notazioni simboliche e le più semplici regole per la loro applicazione ai circuiti elettrici.*

1. - Consideriamo un circuito elettrico costituito da un numero qualunque di ramificazioni, ciascuna contenente resistenze (o conduttanze), induttanze e capacità concentrate o comunque distribuite nello spazio, ma indipendenti dal *tempo* e dalle *tensioni* applicate: esclusi quindi tutti gli apparati aventi conduzione unilaterale o dissimmetrica, nonchè quelli presentanti fenomeni accentuati di saturazione, o di interdizione, o di isteresi (valvole, raddrizzatori, cristalli, bobine con nuclei di ferro saturi o di accentuata isteresi).

Potremo sempre supporre scomposto il circuito in tratti, anche infinitesimi, in ciascuno dei quali vi sia solo resistenza, o solo induttanza, o solo capacità e non vi siano, in quel tratto, sorgenti di f. e. m. La legge di Ohm generalizzata fornisce le relazioni tra i valori istantanei della corrente che attraversa il tratto elementare considerato e della tensione, o d. d. p., esistente agli estremi dello stesso elemento. Se $A$ è l'estremo dal quale la corrente $i$ entra nell'elemento e $B$ quello da cui esce; $v_A$ e $v_B$ sono i potenziali dei due estremi rispetto alla terra, si ha:

$v_A - v_B = Ri$ — se il tratto contiene solo la resistenza $R$.

$G(v_A - v_B) = i$ — se il tratto contiene solo la conduttanza $G$.

$v_A - v_B = L\frac{di}{dt}$ — se il tratto contiene solo la induttanza $L$.

$C\frac{d(v_A - v_B)}{dt} = i$ — se il tratto contiene solo la capacità $C$.

2. - Supponiamo ora che la f. e. m. agente sul circuito sia *armonica* semplice, cioè di ampiezza costante $A$ e di pulsazione

costante $\omega$, così da potersi rappresentare nel modo più generale con l'espressione:

$$e = a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t$$

con $a$ e $b$ indipendenti dal tempo. Se infine trascuriamo i *periodi transitori* e le *oscillazioni libere* del circuito, e ci limitiamo a considerare le *sole oscillazioni forzate*, o di regime, allora tutte le tensioni e le correnti, di regime, risultanti nel circuito sono armoniche semplici, cioè di ampiezza costante e di pulsazione $\omega$ come la f. e. m. agente.

Quando tutte le precedenti condizioni sono soddisfatte possiamo rappresentare le correnti e le tensioni con le notazioni simboliche come segue:

3. - Consideriamo due assi coordinati ortogonali $o\,x$ e $o\,y$ e assumiamo come senso positivo delle rotazioni quello contrario alle lancette dell'orologio, cosicchè la rotazione di un angolo retto positivo porta il semiasse $o\,x$ positivo a coincidere con il semiasse $o\,y$ positivo.

Sia da rappresentare la f. e. m. agente:

$$e = a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t.$$

Possiamo impiegare due modi diversi e precisamente:

PRIMO MODO (fig. 1).

Portiamo un segmento $O\,M = a$ a partire da $O$ e facente un angolo $\omega t$ con l'asse $o\,x$. Da $M$ tiriamo una perpendicolare a $O\,M$ e portiamo su di essa un segmento $M\,P = b$, nel senso delle rotazioni positive se $b$ è positivo e nel senso contrario se $b$ è negativo. Ciò fatto risulta $M\,R = a \operatorname{sen} \omega t$ e $M\,N = b \cos \omega t$, cosicchè:

$$N\,R = P\,Q = a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t = e.$$

Il valore istantaneo e della f. e. m. considerata è così rappresentato dalla proiezione sull'asse $y$ del vettore $O\,P$ avente per modulo:

$$O\,P = A = \sqrt{O\,M^2 + M\,P^2} = \sqrt{a^2+b^2}$$

e per argomento l'angolo $P\,O\,X = \omega\,t + \beta$

con:

$$tg\,\beta = \frac{M\,P}{O\,M} = \frac{b}{a}.$$

Ora nella teoria dei numeri complessi il vettore $O\,P$ si rappresenta con la notazione complessa $\overline{O\,P} = x + j\,y$; $j = \sqrt{-1}$; $x$ e $y$ essendo le proiezioni di $O\,P$ sugli assi $x$ e $y$. Nel nostro caso si ha quindi:

$$O\,P = A\cos(\omega\,t + \beta) + j\,A\,\text{sen}\,(\omega\,t + \beta) = A\;e^{j(\omega\,t + \beta)}$$

È da notare che la proiezione di $OP$ sull'asse $oy$ è $A\,\text{sen}\,(\omega t + \beta) = A\cos\beta\,\text{sen}\,\omega\,t + A\,\text{sen}\,\beta\cos\omega\,t = a\,\text{sen}\,\omega\,t + b\cos\omega\,t$ e ci dà il valore istantaneo della f. e. m. $e$.

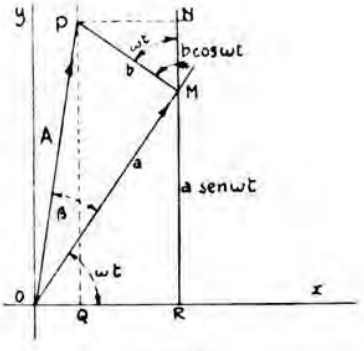



FIGURA 1.

In notazioni simboliche la f. e. m. $e$, considerata, si può dunque rappresentare col vettore $O\,P = A\;e^{j(\omega\,t + \beta)}$, con la convenzione che il suo valore istantaneo sarà dato dalla proiezione del vettore sull'asse delle $y$, cioè dalla componente immaginaria del vettore stesso.

4. - Il 2° modo di rappresentazione (fig. 2) consiste nel portare il segmento $O\,M = b$ facente un angolo $\omega\,t$ coll'asse $O\,x$ e nell'aggiungere il segmento $M\,P = a$, sulla normale ad $O\,M$, ma

nel senso inverso al precedente, cioè con rotazione negativa se $a$ è positivo e viceversa. In questo modo si ha $OR = b \cos \omega t$ e $RQ = a \operatorname{sen} \omega t$, cosicchè

$$OQ = a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t = e = \sqrt{a^2 + b^2} \cos (\omega t - \alpha)$$

rappresenta il valore istantaneo della $e$.

Tale valore è pure la proiezione sull'asse $ox$ del vettore $OP$, risultante, del quale il modulo è ancora $A = \sqrt{a^2 + b^2}$ ma l'argomento è $\omega t - \alpha$ essendo $\operatorname{tg} \alpha = \dfrac{b}{a}$.

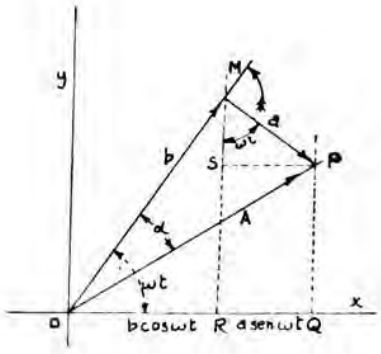



FIGURA 2.

Il vettore $OP$ in termini complessi è dato da:

$$OP = A \cos (\omega t - \alpha) + j A \operatorname{sen} (\omega t - \alpha) = A e^{j(\omega t - \alpha)}.$$

Anche tale vettore può quindi rappresentare la f. e. m. $e$, con la convenzione che il valore istantaneo della stessa $e$ è dato dalla proiezione del vettore sull'asse $Ox$, cioè dalla componente reale del vettore anzichè da quella immaginaria che abbiamo considerato nel caso precedente.

**5.** - Normalmente viene usata nel calcolo simbolico la prima notazione cosicchè d'ora innanzi assumeremo come rappresentante

la grandezza elettrica (tensione o corrente) $e = a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t$ il vettore:

$$OP = A e^{j(\omega t + \beta)} = A e^{j\beta} \cdot e^{j\omega t}$$

in cui:

$$A = \sqrt{a^2 + b^2}; \qquad \operatorname{tg} \beta = \frac{b}{a} = \frac{\text{coefficiente di } \cos \omega t}{\text{coefficiente di } \operatorname{sen} \omega t}.$$

Della grandezza elettrica considerata, $A$ è l'ampiezza, $\beta$ la fase: il fattore $e^{j\omega t}$ indica che col crescere del tempo $t$ il vettore $OP$ ruota con velocità angolare $\omega$ intorno ad $o$, fornendo con la sua proiezione sull'asse $oy$ il valore istantaneo $A \operatorname{sen} (\omega t + \beta)$ della grandezza elettrica. Altre grandezze elettriche armoniche semplici di pulsazione $\omega$ saranno rappresentabili ad esempio con i vettori

$$B e^{j(\omega t + \gamma)} = B e^{j\gamma} e^{j\omega t} \qquad \text{oppure} \qquad B e^{j(\omega t + \delta)} = C e^{j\delta} e^{j\omega t}$$

i quali tutti hanno in comune il fattore $e^{j\omega t}$.

Una importante semplificazione del calcolo consiste nel sopprimere tale fattore $e^{j\omega t}$, cioè nell'assumere la retta $OM$ (fig. 1) come asse reale, tenendo però presente che esso è sottinteso e che va perciò aggiunto ogni volta la sua omissione possa dar luogo ad equivoci: in particolare il fattore deve sempre tenersi presente ogni qual volta si dovessero fare derivazioni o integrazioni rispetto al tempo, ed ogni qual volta si considerino varie f. e. m. agenti di diversa frequenza.

Con questa convenzione la grandezza $a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t = e$ si può rappresentare col vettore semplificato:

$$A e^{j\beta} = A \cos \beta + j A \operatorname{sen} \beta = a + j b = \overline{E}$$

restando inteso che il vettore completo si ottiene moltiplicando per $e^{j\omega t}$ e che il valore istantaneo è dato dalla componente immaginaria del complesso.

Con il tratto posto sopra la lettera maiuscola si vuole indicare che la grandezza rappresentata è un vettore (complesso): le lettere senza tratto sono quindi grandezze reali.

Il tratto indicante la grandezza vettoriale può anche omettersi quando non siavi pericolo di confusione, ma qui è necessario mettere in rilievo il ben diverso significato dei termini considerati.

6. - Le considerazioni precedenti possono riassumersi nelle seguenti regole per passare dal valore istantaneo al vettore rappresentativo, e viceversa, di una grandezza armonica semplice, usando le notazioni simboliche:

*a)* « Il vettore rappresentante la grandezza $a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t = e$
« si ottiene costituendo un complesso di cui il coefficiente di $\operatorname{sen} \omega t$
« è la parte reale, e quello di $\cos \omega t$ è la parte immaginaria.

« Esso è quindi: $\overline{E} = a + j b$, nel cui secondo membro è sot-
« tinteso il fattore $e^{j \omega t}$.

*b)* « Il valore istantaneo della grandezza rappresentata dal
« vettore $\overline{E} = a + j b$ si ottiene moltiplicando il termine reale per
« $\operatorname{sen} \omega t$ e il termine immaginario per $\cos \omega t$ e sommando i due
« prodotti così ottenuti: esso è quindi $e = a \operatorname{sen} \omega t + b \cos \omega t$.

Trasformando $a + j b$ in $A e^{j \beta}$ con $A = \sqrt{a^2 + b^2}$ e $\operatorname{tg} \beta = \dfrac{b}{a}$ ne segue:

*c)* « Il valore istantaneo della grandezza elettrica rappresentata
« dal vettore $A e^{j \beta}$ si ottiene moltiplicando il vettore per $e^{j \omega t}$ e
« prendendone la componente immaginaria.

« Esso sarà cioè $e = A \operatorname{sen} (\omega t + \beta)$.

*d)* « Il vettore rappresentante la grandezza elettrica
« $A \operatorname{sen} (\omega t + \beta) = e$ in notazioni simboliche è:

« $$\overline{E} = A e^{j (\omega t + \beta)}$$

« oppure $\overline{E} = A e^{j \beta}$

« in cui si sottintende il fattore $e^{j \omega t}$.

Analogamente si può facilmente dimostrare la regola:

*e*) « Il vettore rappresentativo della grandezza elettrica « $A \cos(\omega t + \beta) = e$ è, in notazioni simboliche:

« $\overline{E} = j A e^{j\beta}$

« in cui si è sottinteso il fattore $e^{j\omega t}$.

Applicando infine la regola *c*) al vettore $\overline{E} = j A e^{j\beta}$ si deduce:

*f*) « Il valore istantaneo della grandezza rappresentata dal « vettore $\overline{E} = j A e^{j\beta}$ è dato da $e = A \cos(\omega t + \beta)$ ».

7. - Vediamo ora di trasformare le relazioni del n. 1 in termini simbolici esprimendo le correnti in funzione delle d. d. p. applicate.

Poniamo a questo scopo

$$V_A - V_B = V e^{j(\omega t + \beta)} \qquad \text{oppure} \qquad = V e^{j\beta} = \overline{V}$$

Seguendo l'ordine del n. 1 otteniamo così:

1° $\overline{I} = \dfrac{V}{R} e^{j(\omega t + \beta)}$ oppure $= \dfrac{V}{R} \cdot e^{j\beta} = \dfrac{\overline{V}}{R}$

2° $\overline{I} = G V e^{j(\omega t + \beta)}$ oppure $= G \cdot V \cdot e^{j\beta} = G \overline{V}$

3° $\overline{I} = \displaystyle\int_{-\infty}^{t} \frac{V}{L} e^{j(\omega t + \beta)} dt = \frac{V}{j\omega L} e^{j(\omega t + \beta)}$

oppure $= \dfrac{V e^{j\beta}}{j\omega L} = \dfrac{\overline{V}}{j\omega L}$

4° $\overline{I} = C \dfrac{d}{dt} (V e^{j(\omega t + \beta)}) = j\omega C V e^{j(\omega t + \beta)}$

oppure $= j\omega C V e^{j\beta} = j\omega C \overline{V}$.

La integrazione del n. 3 si è estesa da $-\infty$ a $t$ dovendosi supporre il fenomeno iniziato in epoca molto remota per poter trascurare il periodo transitorio.

In conclusione quindi, la legge di Ohm generalizzata fornisce in notazioni simboliche pei circuiti elementari sopra considerati, rispettivamente le semplici seguenti espressioni: (si omette il tratto sulle lettere essendo inteso che le grandezze considerate sono vettori):

$$I = \frac{V}{R}; \quad I = G\,V; \quad I = \frac{V}{j\,\omega\,L}; \quad I = \omega\,C\,V. \qquad (1)$$

Il vettore $V = V_A - V_B$ rappresenta la differenza tra il potenziale del punto di entrata $V_A$ e quello del punto di uscita $V_B$ della corrente $I$ che attraversa l'elemento nel quale non siavi alcuna sorgente di f. e. m.

La $V$ è quindi la *caduta di tensione* provocata dalla corrente nell'elemento di circuito, che in funzione della $I$ diventa rispettivamente:

$$V = R\,I; \quad V = \frac{I}{G}; \quad V = j\,\omega\,L\,I; \quad V = \frac{I}{j\,\omega\,C}. \qquad (2)$$

8. - Nel caso che in serie con l'elemento siavi una f. e. m. che indicheremo col vettore $\overline{E}$, od anche semplicemente con $E$, due casi si possono considerare secondo che si assume come senso positivo della $E$ quello della corrente nell'elemento, o quello contrario.

Nel primo caso, indicando sempre con $V = V_A - V_B$ la d. d. p. tra punto di entrata e punto di uscita della corrente, poichè tale d. d. p. $V$ funziona da f. e. m. quando non vi è altra f. e. m. applicata, l'aggiunta della $E$, che si considera dello stesso senso della $V$ dà luogo alla f. e. m. totale $V + E = E + V_A - V_B$ che devesi sostituire alla $V$ nelle relazioni precedenti (1 e 2).

Nel caso in cui la $E$ si consideri di senso contrario a quello della corrente si dovrà naturalmente sostituire $V$ con $V - E = V_A - V_B - E$.

9. - Ciò posto data la f. e. m. (o le f. e. m.) armonica semplice agente in un circuito a caratteristiche costanti, è possibile determinare la corrente di regime prodotta in un ramo qualsiasi del

circuito. A tale scopo in ogni ramo del circuito si indichino con una freccia, arbitrariamente, la direzione della corrente e quella della f. e. m. agente se vi esiste.

Ciò fatto i principi di Kirkhoff dànno modo di scrivere due relazioni fondamentali:

1° - La somma delle correnti che affluiscono in un nodo è eguale alla somma delle correnti che escono dallo stesso nodo.

2° - Partendo da un punto qualsiasi di una maglia e compiendo un giro completo nella maglia in un certo senso fino a tornare al punto di partenza, la somma algebrica delle f. e. m. agenti nella maglia è uguale alla somma algebrica delle cadute di tensione nei vari rami della maglia.

Per applicare questo secondo principio si considerano come positive (segno +) le f. e. m. che hanno il senso nel quale si compie il giro; e come negativo (segno —) le altre. Analogamente si considerano come positive (segno +), le cadute di tensione (2) dei tratti nei quali la corrente va nel senso in cui si compie il giro, e negative (segno —), le cadute di tensione dei tratti nei quali la corrente va in senso inverso a quello in cui si compie il giro.

Le f. e. m. dovranno poi essere tutte riportate ad una comune origine delle fasi, tenuto conto dei segni arbitrarii apposti sullo schema per indicare il senso delle f. e. m.

10. - L'esempio allegato chiarisce meglio l'applicazione delle due regole date (fig. 3).

Nel nodo $P$ il 1° principio dà:

$$I_6 = I_1 + I_2 + I_5;$$

e nel nodo $Q$ dà:

$$I_2 = I_3 + I_7.$$

Nella maglia $P\,Q\,S\,T\,P$ il 2° principio dà:

$$E_3 - E_1 = R_3 I_3 + \frac{I_2}{j\omega C_2} - \frac{I_1}{j\omega C_1} - j\omega L_4 I_4.$$

Nei casi concreti la $E_3$ e la $E_1$ saranno grandezze vettoriali esprimibili con le notazioni indicate al n. 5. Le fasi dovranno riportarsi ad una comune origine, e poichè la fase è individuata dalla posizione che in un dato istante ha il vettore rappresentativo $O\ P$ (fig. 1) della f. e. m. considerata, si dovranno riportare su un solo diagramma tutte le f. e. m. riferite ad un medesimo istante, deducendo cioè, dai dati del problema, la posizione dei vari vettori nell'istante considerato assumendolo come positiva la direzione indicata come positiva nello schema.

Supponiamo ad es. che le f. e. m. $E_1$ e $E_3$ dello schema abbiano l'andamento della figura 4, nella quale la $E_1$ è portata nel senso positivo quando ha la direzione $P\ T$ e negativo nel caso

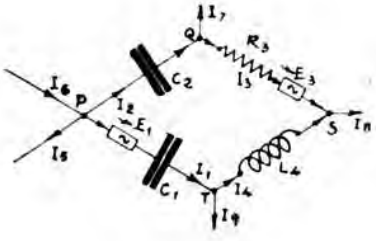



FIGURA 3.

contrario, e analogamente la $E_3$ è portata positiva quando è diretta da $Q$ ad $S$ e negativa da $S$ a $Q$. La scelta dell'istante origine delle fasi essendo in genere arbitraria, converrà assumere come origine l'istante in cui una delle f. e. m. inizia il semiperiodo positivo. Scegliendo ad es. l'istante $T_1$, il valore istantaneo della $E_1$ sarà:

$$e_1 \quad A \operatorname{sen} \omega t,$$

mentre che quello della $E_3$ sarà:

$$e_3 = B \operatorname{sen} (\omega t - \alpha)$$

in cui $\alpha \quad \omega t\,(T_3 - T_1)$ è il ritardo di fase delle $E_3$ sulla $E_1$.

In notazioni simboliche sarà $E_1 = A\,e^{j\,o} = A$ ed $E_3 = B\,\bar{e}^{j\,\alpha}$ e in entrambe resta sottinteso il fattore $e^{j\,\omega\,t}$.

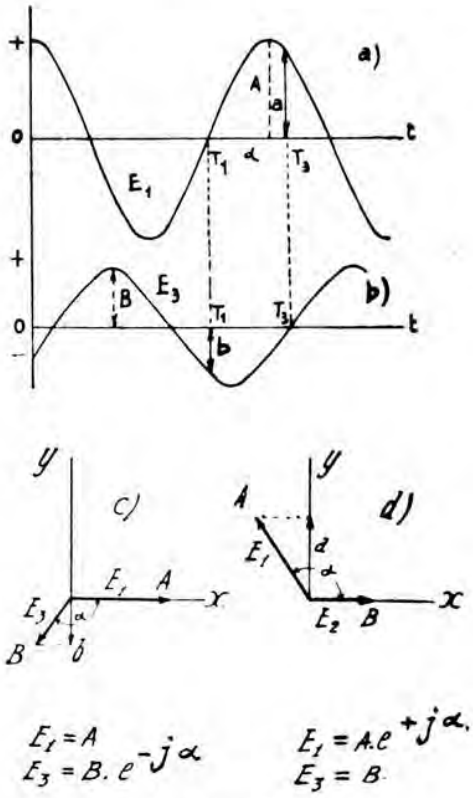



FIGURA 4.

Si potrebbe prendere come origine della fase l'istante $T_3$ in cui la $E_3$ inizia la fase positiva. In questo caso il valore istantaneo della $E_3$ sarà:

$$e_3 = B \text{ sen } \omega\,t$$

mentre quella della $E_1$ sarà:

$$e_1 = A \text{ sen } (\omega\,t + \alpha)$$

in cui $\alpha = \omega (T_3 - T_1)$ è l'anticipo della $E_1$ sulla $E_3$. In notazioni simboliche sarà:

$$E_3 = B; \quad E_1 = A\, e^{+j\alpha}.$$

Nel 1° caso sarà: $E_3 - E_1 = A - B\, e^{-j\alpha}$;

nel 2°: $E_3 - E_1 = A\, e^{+j\alpha} - B.$

Il diagramma vettoriale nel primo caso è dato dalla figura 4-*c* e nel secondo dalla figura 4-*d*. Le fasi delle correnti risultanti saranno naturalmente riferite alla comune origine scelta per le f.e.m.

**11.** - Applicando i principi suddetti a tutti i nodi e a tutte le maglie del circuito, si ottengono tante equazioni indipendenti quante ne occorrono per poter determinare tutte le correnti in funzione sia di ciascuna delle f. e. m. agenti, sia della loro risultante, sempre tenendo presente la necessità di riportare tutte le fasi ad una comune origine.

Si potrà quindi esprimere, per ogni f. e. m. $\overline{E}$, la corrente $\overline{I}$ che essa produce in qualsiasi ramo del circuito e determinare così il rapporto $\frac{\overline{E}}{\overline{I}} = \overline{Z}$ che sarà chiamato *impedenza complessa di trasferimento* tra i due rami o tronchi considerati del circuito.

La $\overline{Z}$ sarà in generale una grandezza complessa che si potrà ridurre colle solite regole dei numeri complessi alla forma $\overline{Z} = R + j\,X$, in cui $R$ è la parte reale e $X$ la immaginaria.

Si potrà così scrivere

$$\overline{Z} = R + j\,X = Z\, e^{j\varphi},$$

con

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \qquad \text{e} \qquad \operatorname{tg}\varphi = \frac{X}{R}.$$

E poichè si ha:

$$\overline{Z} = \frac{\overline{E}}{\overline{I}}$$

se si pone $\overline{E} = E\,e^{j\beta}$, sarà $\overline{I} = \dfrac{\overline{E}}{\overline{Z}} = \dfrac{E\,e^{j\beta}}{Z\,e^{j\varphi}} =$

$$= \frac{E}{Z} \cdot e^{j(\beta-\varphi)} = \frac{E}{Z}\,[\cos(\beta-\varphi) + j\,\mathrm{sen}\,(\beta-\varphi)].$$

Secondo la regola *b)* al n. 6 il valore istantaneo della corrente sarà quindi:

$$i \quad \frac{E}{Z} \cdot \cos(\beta-\varphi) \cdot \mathrm{sen}\,\omega t + \frac{E}{Z} \cdot \mathrm{sen} \cdot (\beta-\varphi) \cdot \cos\omega t =$$

$$\frac{E}{Z}\,\mathrm{sen}\,(\omega t + \beta - \varphi),$$

che è anche la componente immaginaria (regola *c*) del vettore completo

$$\frac{E}{Z}\,e^{j(\beta-\varphi)} \cdot e^{j\omega t} \qquad \frac{E}{Z}\,e^{j(\omega t+\beta-\varphi)}.$$

12. - Potremo dunque concludere che data la f. e. m. agente $e = a\,\mathrm{sen}\,\omega t + b\cos\omega t = E\,\mathrm{sen}\,(\omega t + \beta)$ e la impedenza complessa di trasferimento $\overline{Z} = R + jX$ si ha:

*a)* - La corrente prodotta dalla f. e. m. $e$ nella impedenza $\overline{Z}$ è data in notazioni simboliche da:

$$\overline{I} = \frac{E}{\overline{Z}} = \frac{E \cdot e^{j\beta}}{Z \cdot e^{j\varphi}} = \frac{E}{Z}\,e^{j(\beta-\varphi)},$$

in cui:

$$E^2 = a^2 + b^2; \qquad \mathrm{tg}\,\beta = \frac{b}{a} = \frac{\text{coefficente di } \cos\omega t}{\text{coefficente di } \mathrm{sen}\,\omega t}$$

$$Z^2 = R^2 + X^2; \qquad \mathrm{tg}\,\varphi = \frac{X}{R} = \frac{\text{coefficente immaginario}}{\text{coefficente reale}}$$

*b)* - Il valore istantaneo della corrente è dato da:

$$i = \frac{E}{Z}\,\mathrm{sen}\,(\omega t + \beta - \varphi),$$

ottenuto dividendo il modulo $E$ della f. e. m. per il modulo $Z$ della impedenza complessa e sottraendo alla fase $\beta$ della f. e. m. l'argomento $\varphi$ della impedenza.

13. - Dalla teoria sopra esposta si sono dedotti importanti teoremi (1) utili in pratica per risolvere i casi più complessi, sempre restando nel campo delle grandezze armoniche semplici di regime, operanti in circuiti indipendenti dal tempo e dalle tensioni applicate.

Tra di essi ci limiteremo ad enunciare il seguente importante "*teorema della reciprocità*„.

Se in una rete di circuiti elettrici tra loro collegati si applica nel ramo $A$ di una maglia una f. e. m. $\overline{E}$ e si misura o si calcola la corrente $\overline{I}$ prodotta da tale f. e. m. in un ramo $B$ di un'altra maglia della stessa rete, il rapporto $\overline{Z} = \frac{\overline{E}}{\overline{I}}$ si mantiene inalterato se si scambiano tra di loro la f. e. m. e la corrente; vale a dire che applicando la f. e. m. $\overline{E}$ in $B$ si ottiene in $A$ la stessa precedente corrente $\overline{I}$.

In altre parole: la impedenza complessa di trasferimento tra i punti $A$ e $B$ della rete è eguale a quella tra $B$ e $A$.

14. - La convenienza del metodo simbolico, su quello classico dei valori istantanei e delle equazioni differenziali, deriva specialmente dalla introduzione della *impedenza complessa di trasferimento* che è facilmente calcolabile mediante le relazioni di Kirkhoff in notazioni simboliche, e che dà modo di dedurre immediatamente il valore istantaneo delle correnti, sempre quando trattisi di f. e. m. armoniche semplici applicate a circuiti a caratteristiche costanti, e sempre che interessi solo il valore di regime. Inoltre le notazioni simboliche, quando si ometta il fattore $e^{j\omega t}$ sono molto semplici e comode pei calcoli.

15. - Nel caso generale in cui la f. e. m. non è armonica semplice ma ha una forma qualsiasi e si vogliono considerare anche i

---

(1) JOHNSON. - Circuits de transmission pour communications téléphoniques. - Paris - Gauthier-Villars - 1928.

periodi transitori, purchè le costanti del circuito siano indipendenti dal tempo e dalle tensioni applicate, si può ricorrere con vantaggio al calcolo degli operatori di Giorgi, di cui la trattazione è però molto più complicata della precedente. Si rimanda per queste alle opere speciali sull'argomento (1).

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

(1) G. GIORGI - Il metodo simbolico nello studio delle correnti alternate. - 1904, Roma - Unione Coop. Editrice

id. - Sul calcolo delle soluzioni funzionali dei problemi di elettrodinamica. 1905 - editore precedente.

# Sul fattore di forma delle antenne r. t.

**SOMMARIO.** — *Si richiama la teoria della propagazione delle oscillazioni elettriche sui fili conduttori e se ne fa l'applicazione alle antenne R. T. ad* L *od a* T *deducendone le espressioni del fattore di forma, nonchè della resistenza di irradiazione e della resistenza cimomotrice.*

1. - *Richiamo sulla propagazione delle oscillazioni e. m. nei fili conduttori.*

La propagazione di una corrente elettrica su un conduttore filiforme di caratteristiche $R$, $L$, $C$, $G$, per unità di lunghezza è retta dal noto sistema di equazioni differenziali:

$$\left.\begin{aligned} -\frac{\delta v}{\delta x} &= R i + L \frac{\delta i}{\delta t} \\ -\frac{\delta i}{\delta x} &= G v + C \frac{\delta v}{\delta t} \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

in cui $v$ ed $i$ sono i valori istantanei del potenziale $v$ rispetto alla terra e della corrente $i$ nel filo, nel punto distante $x$ dall'origine delle distanze e nell'istante $t$ dall'origine dei tempi. La corrente si suppone diretta nel senso delle $x$ crescenti.

Le caratteristiche unitarie $L$, $R$, $G$, $C$, della linea si possono normalmente ritenere, per tutta la linea, indipendenti da $t$, $i$, $v$.

Con minore rigore, specialmente nelle antenne R. T. un po' complesse, si può ritenere che le $L$, $C$, $R$, $G$, siano indipendenti dalla $x$, essendo chiaro che le condizioni della linea non sono le stesse nella estremità vicina alla terra e in prossimità dell'estremità isolata.

Tuttavia, considerata la enorme complicazione che deriverebbe dal supporre $L$, $R$, $G$, $C$, funzioni di $x$, riterremo che esse siano indipendenti anche dalla $x$, tenendo presente che ciò conferisce un carattere di minore esattezza di risultati, specialmente in prossimità degli estremi della linea. È bene infine tener presente che le

equazioni (1) non sono valide nè quando il filo fosse un cattivo conduttore nè quando il dielettrico circostante fosse un cattivo isolante (1).

2. - Se in queste condizioni si suppone che la f. e. m. *agente sia armonica persistente semplice,* rappresentabile perciò dalla funzione $e = E \operatorname{sen} \omega t$, ed infine si trascura il periodo transitorio di inizio, considerando quindi solo le oscillazioni di regime, o forzate, che si stabilizzano a sufficiente intervallo di tempo dopo l'inizio della eccitazione, sappiamo che le oscillazioni stesse sono esse pure armoniche semplici e di frequenza eguale a quella della f. e. m. eccitatrice. L'ampiezza e la fase della $i$ e della $v$ saranno per contro funzioni della $x$, ma di essa sola, dato che il fenomeno si stabilizza nei vari punti, su valori costanti (cioè indipendenti dal tempo) dell'ampiezza e della fase.

Ciò posto dalle equazioni (1) si deduce con semplici sostituzioni la equazione fondamentale:

$$\frac{\delta^2 v}{\delta x^2} = R C v + (R C + G L) \frac{\delta v}{\delta t} + L C \frac{\delta^2 v}{\delta t^2} \qquad (2)$$

che ammette la soluzione armonica semplice:

$$v = V_1 e^{+\alpha x} \operatorname{sen} (\omega t + \beta x) + V_2 e^{-\alpha x} \operatorname{sen} (\omega t - \beta x).$$

Sostituendo questa espressione nella (2) troviamo infatti che essa è soddisfatta da qualunque valore di $x$ e di $t$ se si fa:

$$\alpha^2 - \beta^2 = R G - \omega^2 L C = p$$
$$2 \alpha \beta = (R C + G L) \omega = q$$

dalle quali, scartando le soluzioni immaginarie, si ricavano le espressioni di $\alpha$ e di $\beta$:

$$\alpha^2 = \frac{1}{2} (\sqrt{p^2 + q^2} + p); \qquad \beta^2 = \frac{1}{2} (\sqrt{p^2 + q^2} - p).$$

(1) CARSON. - Rigorous and approximate theories of Electrical transmissions along wires. *The Bell System Technical Journal,* 1928, pag. 11.

Le costanti $\alpha$ e $\beta$, dipendenti unicamente dalle costanti della linea ($R$, $L$, $C$, $G$,) e dalla pulsazione $\omega$ della f. e. m. eccitatrice, sono dette *costante di attenuazione* $\alpha$ *e costante di fase* $\beta$.

3. - La soluzione trovata:

$$v = V_1 e^{\alpha x} \operatorname{sen} (\omega t + \beta x) + V_2 e^{-\alpha x} \operatorname{sen} (\omega t - \beta x)$$

essendo una funzione armonica semplice come si è supposta la f. e. m. agente, potremo rappresentarla in notazioni simboliche; i coefficienti di sen $\omega t$ e di cos $\omega t$, diventano così le coordinate, rispettivamente sull'asse reale e sull'asse immaginario, dell'estremo di un vettore avente l'origine nel centro delle coordinate (1). Il modulo e l'argomento del vettore sono rispettivamente l'ampiezza e la fase della grandezza elettrica: il vettore ruota con velocità angolare $\omega$ intorno al centro delle coordinate (nel senso dall'asse reale positivo all'asse immaginario positivo) e il valore all'istante $t$ della grandezza elettrica è la proiezione, sull'asse immaginario, del vettore rappresentativo spostato, dall'asse reale, dell'angolo $\omega t$ aumentato dall'argomento del vettore.

Si ha così:

$$V = V_1 e^{\alpha x} (\cos \beta x + j \operatorname{sen} \beta x) + V_2 e^{-\alpha x} (\cos \beta x - j \operatorname{sen} \beta x)$$

$$V_1 e^{(\alpha + j\beta) x} + V_2 e^{-(\alpha + j\beta) x} = V_1 e^{+Px} + V_2 e^{-Px}$$

nella quale $P = \alpha + j\beta$ è detta *costante complessa di propagazione della linea*. Sostituendo ad $\alpha$ e $\beta$ i valori trovati risulta subito che:

$$P^2 = \alpha^2 - \beta^2 + j\, 2\, \alpha\, \beta = (R + j\, \omega\, L)\, (G + j\, \omega\, C).$$

$V_1$ e $V_2$ sono le costanti arbitrarie determinabili dalle condizioni iniziali del fenomeno.

---

(1) Si omette come di solito il fattore $e^{j\omega t}$ che moltiplica tutti i vettori rappresentanti le grandezze elettriche di pulsazione $\omega$. (Vedere L. Sacco. - Richiamo sulle Notazioni simboliche impiegate nella teoria dei circuiti elettrici ». - *Bollettino R. T. del R. Esercito* - questo numero).

Analoghe considerazioni portano alla soluzione per $I$,

$$I = I_1 e^{+Px} + I_2 e^{-Px}.$$

3. - Ora le (1) in notazioni simboliche diventano:

$$-\frac{\delta V}{\delta x} = (G + j\omega L)\, I$$

$$-\frac{\delta I}{\delta x} = (G + j\omega C)\, V$$

nelle quali sostituendo le soluzioni trovate e ricordando che:

$$P = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)},$$

si ottiene:

$$\frac{V_1}{I_1} = -\frac{P}{G + j\omega C} = -\sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = -z_o$$

$$\frac{V_2}{I_2} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = z_o.$$

La costante $z_o$ è chiamata *impedenza caratteristica della linea.*
La soluzione precedente diventa con ciò:

$$V_x = V_1 e^{+Px} + V_2 x^{-Px}$$

$$I_x = -\frac{V_1}{z_o} e^{Px} + \frac{V_2}{z_o} e^{-Px}$$

nella quale le costanti arbitrarie sono solo due, come è richiesto dalla natura del problema. Per determinarle basta ad esempio, conoscere i valori della $V$ e la $I$ in un punto della linea distante $a$ dall'origine. Se $V_a$ e $I_a$ sono tali valori, si ha:

$$V_a = V_1 e^{Pa} + V_2 e^{-Pa}$$

$$z_o I_a = -V_1 e^{Pa} + V_2 e^{-Pa}$$

da cui ricavando $V_1$ e $V_2$ si ottiene:

$$V_x = \frac{1}{2} V_a \left( e^{P(x-a)} + e^{-P(x-a)} \right) -$$

$$- \frac{1}{2} z_o I_a \left( e^{P(x-a)} - e^{-P(x-a)} \right) =$$

$$= V_a \cosh P(x-a) - z_o I_a \operatorname{senh} P(x-a)$$

e analogamente per $I_x$:

$$z_o I_x = z_o I_a \cosh P(x-a) - V_a \operatorname{senh} P(x-a). \qquad (3)$$

Note la tensione $V_a$ e la corrente $I_a$ in un punto distante $a$ dall'origine delle distanze, le (3) dànno la corrente e la tensione in un punto qualsiasi distante $x$ dalla stessa origine.

5. - Nei problemi interessanti la trasmissione dei segnali o di energia a distanza su fili conduttori può essere interessante determinare la corrente e la tensione in un punto qualsiasi della linea conoscendo la f. e. m. applicata $E \operatorname{sen} \omega t$ e le impedenze terminali dei circuiti di partenza e di arrivo.

Prendiamo come origine delle distanze l'estremo trasmittente della linea. Se $z_r$ è la impedenza equivalente del circuito in arrivo, che supporremo posto all'estremo ricevente della linea alla distanza $a$ dall'origine delle distanze, sarà, in quel punto:

$$V_a = V_r; \quad I_a = I_r; \quad \text{e} \quad V_r = z_r I_r.$$

Le (3) diventano quindi:

$$V_x = z_r I_r \cosh P(x-a) - z_o I_r \operatorname{senh} P(x-a)$$

$$z_o I_x = z_o I_r \cosh P(x-a) - x_r I_r \operatorname{senh} P(x-a)$$

Se $V_t$ e $I_t$ sono la tensione e la corrente all'origine ($x = o$), si deduce:

$$V_t = z_r I_r \cosh Pa + z_o I_r \operatorname{senh} Pa$$

$$z_o I_t = z_o I_r \cosh Pa + z_r I_r \operatorname{senh} Pa$$

da cui:

$$z_a = \frac{V_t}{I_t} = z_o \cdot \frac{z_r \cosh P a + z_o \operatorname{senh} P a}{z_o \cosh P a + z_r \operatorname{senh} P a}$$

che fornisce la *impedenza della linea di lunghezza a all'uscita degli apparati di trasmissione*, che coincide coll'inizio della linea stessa.

D'altra parte negli apparati di trasmissione, ove si suppone applicata la f. e. m. agente $E$, si ha:

$$E - z_t I_t = V_t = z_a I_t$$

da cui:

$$I_t = \frac{E}{z_t + z_a}; \qquad V_t = \frac{z_a E}{z_t + z_a}$$

Conoscendo ora la tensione e la corrente nel punto distante zero dall'origine delle distanze, introduciamole nelle (3) nelle quali faremo $a = o$. Sostituiremo poi $V_a$ con $V_t$, $I_a$ con $I_t$ e scriveremo per $z_a$ il valore trovato; otterremo, dopo qualche trasformazione:

$$V_x = \frac{z_a E}{z_t + z_a} \cdot \frac{z_r \cosh P (a - x) + z_o \operatorname{senh} P (a - x)}{z_o \cosh P a + z_r \operatorname{senh} P a} =$$

$$= z_a E \cdot \frac{z_r \cosh P (a - x) + z_o \operatorname{senh} P (a - x)}{z_o (z_r + z_t) \cosh P a + (z_o^2 + z_r z_t) \operatorname{senh} P a}$$

$$I_x = \frac{E}{z_t + z_a} \cdot \frac{z_o \cosh P (a - x) + z_r \operatorname{senh} P (a - x)}{z_o \cosh P a + z_r \operatorname{senh} P a} = \tag{4}$$

$$= E \cdot \frac{z_a \cosh P (a - x) + z_r \operatorname{senh} P (a - x)}{z_o (z_r + z_t) \cosh P a + (z_o^2 + z_r z_t) \operatorname{senh} P a}$$

in cui: $a$ = lunghezza della linea

$$P = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \text{costante di propagazione} \tag{5}$$

$$z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \text{impedenza caratteristica}$$

$$z_a = z_o \frac{z_r \cosh P a + z_o \operatorname{senh} P a}{z_o \cosh P a + z_r \operatorname{senh} P a} = \text{impedenza della linea} \tag{6}$$

$z_t$ = impedenza degli apparati di trasmissione

$z_r$ = impedenza degli apparati di ricezione.

Per $z_r = z_t = z_o$ le equazioni si semplificano e diventano:

$$V_x = \frac{E}{2} e^{-Px}$$

$$I_x = \frac{E}{2 z_t} e^{-Px} \qquad (7)$$

6. - Le (4), (5), (6) dànno, in notazioni simboliche, la corrente e la tensione in un punto distante $x$ dell'estremo trasmittente di una linea conduttrice omogenea di caratteristiche costanti $L$, $C$, $G$, $R$, per unità di lunghezza, conoscendo la f. e. m. $E$ sen $\omega t$, di ampiezza costante $E$ e pulsazione costante $\omega$, applicata, all'estremo trasmittente, in serie con una impedenza interna $z_t$, e conoscendo altresì la impedenza $z_r$ dell'apparato ricevente.

Volendo dedurre i valori istantanei delle grandezze in giuoco, si dovranno ridurre tanto la $V_x$ quanto la $I_x$ alla forma complessa normale $r + ji$ nella quale $r$ è la parte reale ed $i$ la immaginaria. Ciò fatto il valore istantaneo della grandezza considerata sarà $A$ sen $(\omega t + \varphi)$, di cui l'ampiezza è $A = \sqrt{r^2 + i^2}$ è la fase è $\varphi = \text{arctang } \frac{i}{r}$.

Solo nel caso in cui $z_t = z_r = z_o$ la fase sarà $\beta x$, con $\beta$ costante di fase della linea.

7. - È importante rilevare che la seconda espressione delle (4) rappresenta anche la corrente prodotta nella impedenza $z_t$ di trasmissione da una f. e. m. $E$ applicata in un punto della linea distante $x$ dall'estremo trasmittente. È questa una semplice applicazione del teorema della reciprocità, valido in tutti i circuiti a costanti concentrate o distribuite, purchè indipendenti dal tempo e dalle correnti e tensioni applicate. Esso si enuncia (1) precisamente dicendo

(1) JOHNSON. - Circuits de transmission pour communications telephoniques. Paris, 1928, pag. 37.

SACCO. - Richiamo sulle notazioni simboliche impiegate nella teoria dei circuiti elettrici. - *Bollettino R. T. del R. Esercito* - questo numero.

che « se la f. e. m. $E$ applicata nel punto $A$ del circuito produce la corrente $I$ nel punto $B$ dello stesso circuito, la stessa f. e. m. $E$, applicata in $B$, produce in $A$ la corrente $I$ eguale alla precedente ».

Nel caso che la f.e.m. $E$ applicata nel punto $x$ sia una f.e.m. infinitesima $F\,dx$ proveniente da un campo distribuito, con $F$ costante o funzione di $x$, la corrente totale prodotta nella $z_t$ sarà la somma delle correnti elementari prodotte separatamente dalle f. e. m. elementari $F\,dx$. Con ciò si risolve il problema delle antenne riceventi soggette a f. e. m. distribuite lungo le antenne stesse e di cui interessa conoscere l'effetto negli apparati riceventi.

8. - *Caso di un' antenna R. T. trasmittente.*

L'antenna R. T. trasmittente è una linea messa a terra ad un estremo, attraverso una impedenza $z_t$, degli apparati trasmettitori, nei quali si produce la f. e. m. agente $e = E \operatorname{sen} \omega t$ che considereremo in serie con la $z_t$ e con l'antenna.

All'altro estremo, distante $a$ dall'ingresso in stazione l'antenna è isolata ($z_r = \infty$).

Supponendo l'antenna omogenea cioè avente ovunque le stesse costanti, $L$, $R$, $C$, $G$, per unità di lunghezza, si possono applicare le relazioni (4), (5), (6), nelle quali si ponga $z_r = \infty$. Si ottiene:

$$\lim_{z_r = \infty} z_a = z_o \frac{\cosh Pa}{\operatorname{senh} Pa} = z_o \coth Pa$$

e quindi:

$$V_x = \frac{z_o E}{z_t + z_a} \cdot \frac{\cosh P(a - x)}{\operatorname{senh} Pa} \qquad (8)$$

$$I_x = \frac{E}{z_t + z_a} \cdot \frac{\operatorname{senh} P(a - x)}{\operatorname{senh} Pa}$$

La tensione all'estremo isolato ($x = a$) diventa quindi:

$$V_a = \frac{z_o E}{(z_t + z_a)} \cdot \frac{1}{\operatorname{senh} Pa}.$$

e la corrente all'ingresso in stazione ($x = o$) diventa:

$$I_o = \frac{E}{z_t + z_a}.$$

Nel caso di una antenna non omogenea ma costituita di tratti omogenei si applicheranno ai vari tratti le relazioni (4), (5), (6). Posta infinita la impedenza dell'estremo libero si calcoleranno con la (6) le impedenze dei successivi tratti verso la terra, considerando i tratti precedenti come riceventi; ed all'ultimo tratto si applicherà la (4).

9. - *Calcolo del fattore di forma in trasmissione.*

Supponendo omogenea tutta l'antenna, faremo il caso in cui della sua lunghezza $a$, una parte, $b$, sia verticale e perciò utile ai fini della irradiazione sul piano orizzontale e l'altra, $(a - b)$, sia orizzontale, avente il solo scopo di aumentare la capacità propria dell'antenna e diminuire così la induttanza da aggiungere in stazione per accordare l'antenna stessa sulla pulsazione $\omega$ di emissione.

Nelle antenne ad L la parte $a - b$ sarà la lunghezza del tratto orizzontale, mentre nelle antenne a T sarà *la metà* di tale tratto.

In queste ultime le due metà orizzontali sono tra loro in parallelo, cosicchè partendo dal punto centrale e proseguendo verso entrambi gli estremi, la corrente trova una linea, complessivamente, avente capacità $C$ e conduttanza $G$, unitarie, all'incirca doppie di quelle spettanti a una sola metà. Per contro la induttanza $L$ e la resistenza $R$, unitarie, saranno circa la metà di quella di una sola metà orizzontale.

Pertanto il tratto $l$ orizzontale di una antenna ad L, e la metà $l$ del tratto orizzontale (lungo $2l$) di una antenna a T, avranno la stessa costante di propagazione $P$, ma la impedenza caratteristica $z_0$ del primo sarà doppia di quello del secondo.

Ora il fattore $\varkappa$ di forma, come si vedrà in seguito, dipende solo dalla costante di propagazione $P$; cosicchè si può concludere che il fattore di forma di una antenna a T, di tratto orizzontale $2l$, sarà uguale a quello di una antenna a L, di tratto orizzontale $l$.

Per calcolare tale fattore asserviamo che il campo e. m. prodotto a distanza sul piano orizzontale è proporzionale al momento magnetico della parte verticale dell'antenna

$$\int_0^b I_x \, dx \,,$$

Si tratta dunque di calcolare il fattore $\alpha$ pel quale moltiplicando il prodotto della corrente alla base $I_o$ per l'altezza effettiva $b$ si ottiene il momento magnetico effettivo.

È dunque:

$$\alpha \quad \frac{1}{I_o\, b}\int_o^b I_x\, dx = \frac{I_o}{I_o\, b \operatorname{senh} Pa}\int_o^b \operatorname{senh} P(a-x)\, dx = \frac{\cosh Pa - \cosh P(a-b)}{Pb \operatorname{senh} Pa}. \tag{9}$$

10. - *Fattore di forma in ricezione.*

Se $b$ è l'altezza effettiva dell'antenna, il campo incidente $F$ produrrà tante f. e. m. elementari $F\,dx$ le quali producono delle correnti elementari $dI_x$ nella impedenza di stazione $z_t$. La corrente complessiva sarà quindi data dalle:

$$\int_o^b dI_x.$$

Si tratta di calcolare il fattore $\alpha$ pel quale moltiplicando il prodotto del campo per l'altezza effettiva, si ottiene in stazione la stessa corrente dovuta all'antenna effettiva.

Per calcolare la $dI_x$ si può ricorrere alle formule generali date, ma si può più rapidamente ricorrere al teorema della reciprocità di cui si disse al N. 7.

La corrente $dI_x$ prodotta nella impedenza di stazione $(x = o)$ dalla f. e. m. $F\,dx$ applicata nel punto distante $x$ è eguale a quella che la stessa f. e. m. applicata nella stazione $(x = o)$ produrrà nel punto distante $x$: ora questa si ottiene sostituendo, nelle (8) $E$ con $F\,dx$, ed è quindi:

$$dI_x = \frac{F\,dx \cdot \operatorname{senh} P(a-x)}{(z_t + z_a)\operatorname{senh} Pa}.$$

Sarà dunque:

$$I = \frac{F\int_o^b \operatorname{senh} P(a-x)\, dx}{(z_t + z_a)\operatorname{senh} Pa} = \frac{F\left[\cosh Pa - \cosh P(a-b)\right]}{P(z_t + z_a)\operatorname{senh} Pa} \tag{10}$$

Ora la f. e. m. $F \cdot \alpha b$ proveniente da un'antenna alta $\alpha b$ uniformemente eccitata dal campo $F$, agendo sugli apparati di stazione di impedenza $z_t$ produrrebbe una corrente $I'$ data dalla relazione:

$$F \cdot \alpha b - z_a I' - z_t I'$$

$z_a$ essendo la impedenza dell'antenna, che funziona come impedenza interna per la f. e. m. $F \alpha b$; dunque:

$$I' = \frac{F \alpha b}{z_a + z_t}.$$

Si ottiene quindi $I' = I$ per:

$$\alpha = \frac{\cosh P a - \cosh P (a - b)}{P b \operatorname{senh} \cdot P a}. \tag{9}$$

Il coefficiente di forma è dunque, nel caso considerato, identico per la ricezione e per la trasmissione.

11. - *Calcolo numerico del fattore* $\alpha$.

Data la complessità della espressione di $P$ il calcolo rigoroso di $\alpha$ potrebbe riuscire disagevole.

È però da considerare che nelle antenne r. t. la resistenza $R$ e la dispersione $G$ dell'antenna sono assolutamente trascurabili di fronte alla reattanza $\omega L$ ed alla ammittanza $\omega C$, ragione per cui si può scrivere:

$$P = \sqrt{(R + j \omega L)(G + j \omega C)} = j \omega \sqrt{L C}$$

e poichè:

$$\cosh j x = \cos x; \qquad \operatorname{senh} j x = j \operatorname{sen} x$$

ne segue:

$$\alpha = \frac{\cos \omega \sqrt{L C}(a - b) - \cos \omega \sqrt{L C} \cdot a}{\omega \sqrt{L C}\, b \cdot \operatorname{sen} \omega \sqrt{L C}\, a} \tag{11}$$

$L$, $C$ per unità di lunghezza.

12. - Nelle antenne filiformi si ha poi con molta approssimazione $\sqrt{LC} = \frac{1}{c}$

$c$ = velocità della luce = $3 \cdot 10^{10}$ cm sec se $L$ e $C$ sono in Farad e Henry per cm.

E poichè $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi u}{\lambda}$ ne segue $\omega \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda}$ e quindi finalmente:

$$\alpha = \frac{\cos 2\pi \frac{a-b}{\lambda} - \cos 2\pi \frac{a}{\lambda}}{\frac{2\pi b}{\lambda} \operatorname{sen} 2\pi \frac{a}{\lambda}} . \qquad (12)$$

13. - Per un'antenna filiforme verticale senza parte orizzontale, essendo $a = b$ si ottiene

$$\alpha_v = \frac{1 - \cos 2\pi \frac{a}{\lambda}}{\frac{2\pi a}{\lambda} \operatorname{sen} 2\pi \frac{a}{\lambda}}$$

cioè:

$$\alpha_v = \frac{1}{2} - \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi a}{\lambda}\right)}{\left(\frac{\pi a}{\lambda}\right)} \qquad (13)$$

che per $a \ll \frac{\lambda}{\pi}$ diventa, al limite, $\alpha = \frac{1}{2}$.

14. - Nelle antenne multifilari, a T o ad L, la velocità $u$ di propagazione è in generale minore della velocità della luce $c$. Si ha cioè:

$$\frac{1}{\sqrt{LC}} = u < c$$

Per calcolare la $u$ ricordiamo che l'onda fondamentale di un aereo è la più lunga tra quelle per le quali si annulla la sua reattanza. Ora tale reattanza si deduce dalla (8):

$$\lim_{z = \infty} z_a = z_0 \coth Pa$$

che trascurando $R$ e $G$ di fronte a $\omega L$ e $a\,\omega C$ diventa:

$$z_a = -j z_o \cot \omega \sqrt{L C} \cdot a = -j z_o \cot \frac{2\pi c}{\lambda} \sqrt{L C} \cdot a$$

che si annulla per la massima onda $\lambda_o$ tale che sia:

$$\frac{2\pi c}{\lambda} \sqrt{L C} \cdot a = \frac{\pi}{2}$$

$$\begin{cases} c = 3 \cdot 10^{10} \text{ cm/sec} \\ \lambda \text{ in cm} \\ C \text{ in Farad} \\ L \text{ in Henry} \end{cases}$$

cioè per:

$$\lambda_o = 4\, c \sqrt{L C} \cdot a\,.$$

Ora dalle esperienze risulta che nelle antenne multifilari, a T o ad L, si ha $\lambda_o = K a$ in cui $K$ varia da 4,2 a 5 secondo il numero dei fili e le loro dimensioni. Si ha dunque:

$$\frac{\lambda_o}{4\,a} = c \sqrt{L C} = \frac{K}{4} \qquad \text{da cui} \qquad \frac{1}{\sqrt{L C}} = a = \frac{4}{K} \cdot c$$

Segue:

$$\omega \sqrt{L C} = \frac{2\pi c}{\lambda} \sqrt{L C} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{K}{\lambda} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_o}{\lambda a}$$

La (11) diventa quindi:

$$\alpha = \frac{\cos \frac{\pi}{2} \cdot \frac{K}{\lambda} (a - b) - \cos \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{K a}{\lambda} \right)}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{K b}{\lambda} \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{K a}{\lambda} \right)} \qquad (14)$$

oppure, facendo $\frac{b}{a} = m$ e $\frac{\lambda_o}{\lambda} = n$,

$$\alpha = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\cos \frac{\pi}{2} n (1 - m) - \cos \left( \frac{\pi}{2} n \right)}{m n \operatorname{sen} \left( \frac{\pi}{2} n \right)}\,. \qquad (15)$$

Per l'applicazione della (15) si ricorderà che $b$ è la parte verticale dell'aereo mentre $a$ ne è la lunghezza totale, dall'ingresso

Fattore di forma $\alpha$ riferito alla corrente d'aereo all'ingresso in stazione.
(La punteggiata è riferita alla corrente nel ventre)

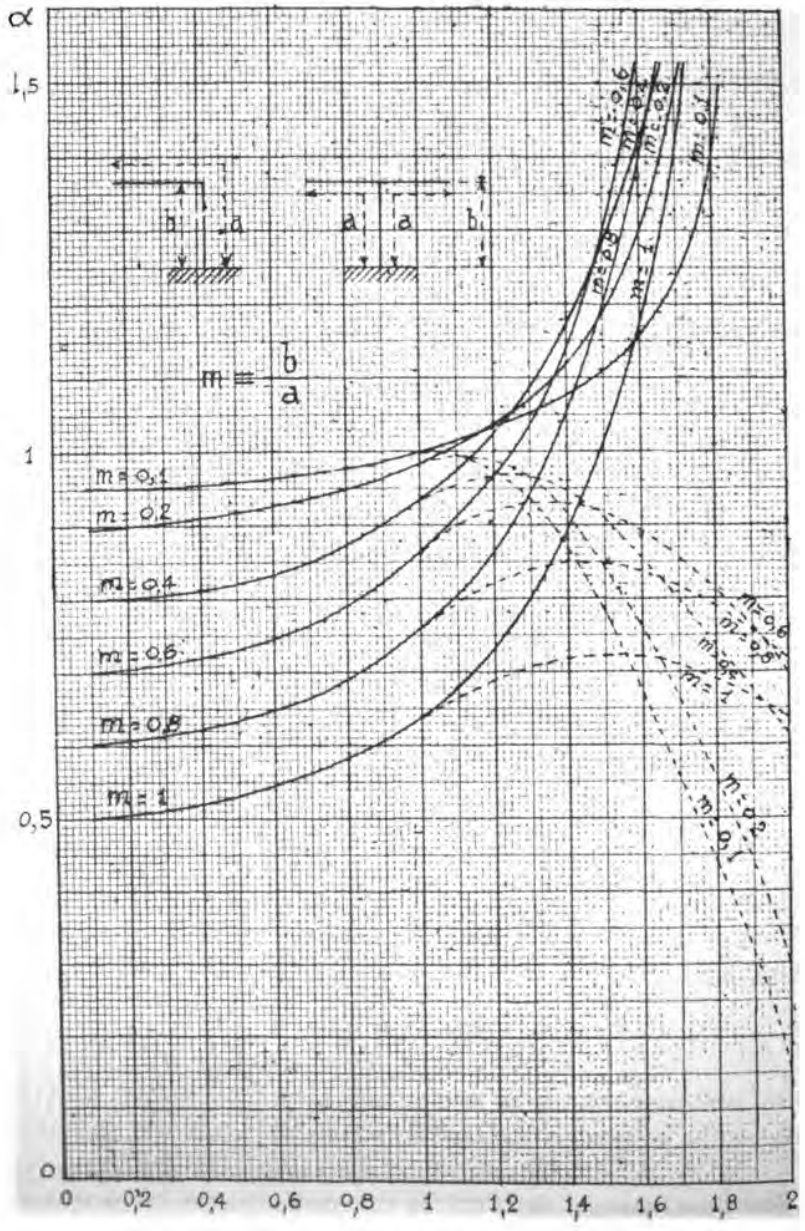



FIGURA 1.

in stazione all'estremo isolato (antenna ad L), oppure ad uno degli estremi isolati (antenna a T).

La figura 1 dà il coefficiente $\alpha$ per rari valori di $m$ e di $n$.

15. - Il coefficiente $\alpha$ entra nei calcoli della forza cimomotrice e della energia irradiata dalla parte verticale $b$.

La f. c. m. sarà:

$$E = 120\,\pi \left(\frac{b\,\alpha}{\lambda}\right) I_o \qquad \begin{cases} b, \lambda \text{ in metri} \\ E \text{ volt/metro efficaci} \\ I_o \text{ ampère efficaci} \end{cases} \qquad (16)$$

e la energia irradiata dalla parte verticale

$$W_i = 160\,\pi^2 \left(\frac{b\,\alpha}{\lambda}\right)^2 I_o^2 \qquad W_i \text{ in watt} \qquad (17)$$

La corrente $I_o$ è quella corrispondente ad $x = o$ nelle (8), cioè all'ingresso dell'aereo in stazione: essa coincide col ventre di corrente solo nel caso $\lambda = \lambda_o$.

Per $\lambda > \lambda_o$ il ventre di corrente dovrebbe verificarsi sul prolungamento dell'aereo verso gli apparati di stazione, od oltre, ed essere solo virtuale, perchè negli apparati di stazione, a caratteristiche $L$ e $C$ concentrate, la corrente dovrebbe essere costantemente uguale a $I_o$. In realtà in stazione vi sono di solito induttanze di dimensioni notevoli ed aventi relativamente forti capacità verso la terra o verso la massa: si può ritenere perciò, grosso modo, che dall'ingresso dell'aereo fino alla presa di terra l'aereo continui con costanti $L$ e $C$ distribuite maggiori di quelle dell'aereo esterno.

La costante $P$ di propagazione essendo quindi maggiore, la variazione della corrente lungo gli apparati di stazione può essere più rapida di quella che si ha lungo l'aereo; colla conseguenza che la corrente alla presa di terra può essere maggiore di quella all'ingresso dell'aereo. (Per $\lambda < \lambda_o$ sarebbe minore). Poichè però la corrente che circola negli apparati di stazione non contribuisce affatto, o contribuisce poco, alla irradiazione, così la corrente da considerare è quella all'ingresso dell'aereo e non quella alla presa di terra.

Resistenza cimomotrice riferita alla corrente d'aereo all'ingresso in stazione.
(La punteggiata è riferita alla corrente nel ventre)

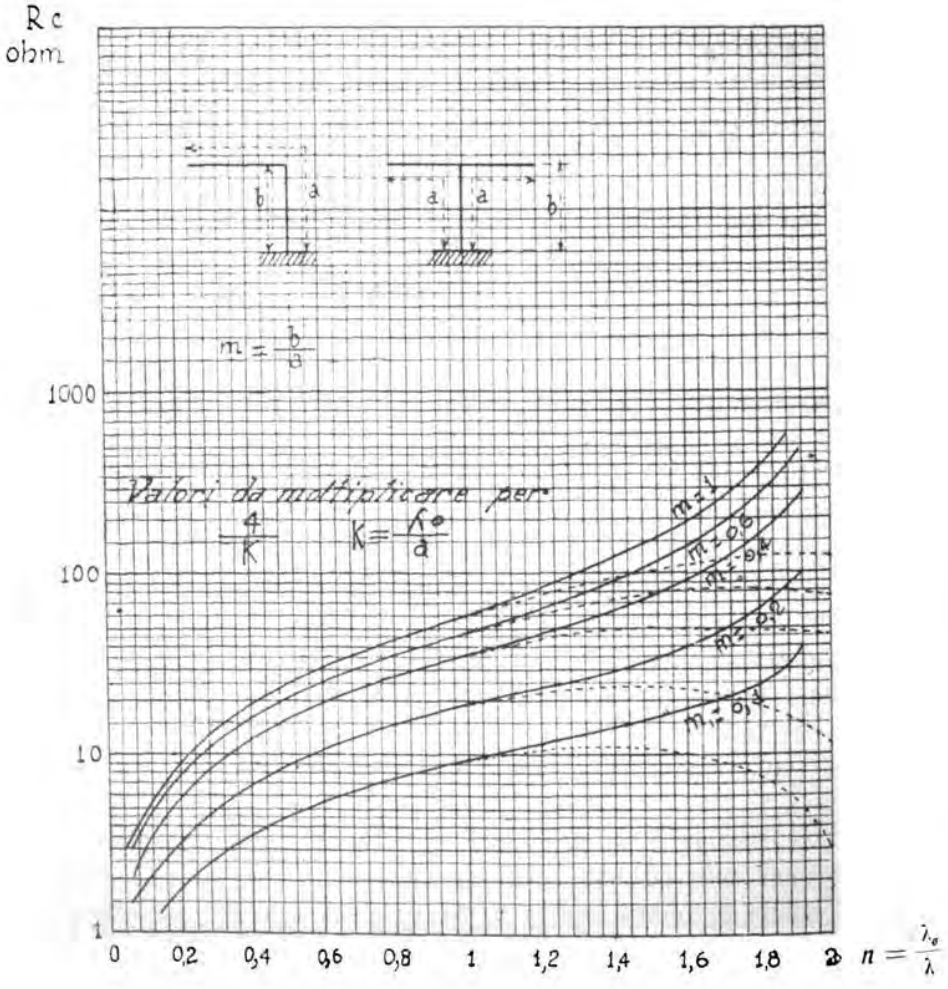



FIGURA 2.

16. - Nel caso in cui $\lambda < \lambda_0$ il ventre di corrente si ha lungo l'aereo, e precisamente alla distanza $x$ dall'ingresso in stazione alla quale si ha:

$$\omega \sqrt{L C}\,(a - x) = \frac{\pi}{2}$$

cioè per:

$$x = a\left(1 - \frac{\lambda}{\lambda_0}\right) = a\,\frac{n-1}{n}. \qquad (18)$$

In tale punto la corrente ha il valore:

$$I_V = \frac{I_a}{\operatorname{senh} Pa} \sim \frac{I_0}{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2}\,n\right)}. \qquad (19)$$

17. - Le espressioni della f. c. m. e della energia irradiata orizzontalmente, che specialmente interessano la propagazione sul piano orizzontale, mostrano come più che il coefficiente $\alpha$ interessi conoscere quello:

$$\beta = \frac{b\,\alpha}{\lambda}$$

dal quale dipendono in sostanza la f. c. m. e la $W_i$. Ora dalle (14) e (15) si ottiene:

$$\beta = \frac{b\,\alpha}{\lambda} = \frac{2}{K\pi} \cdot \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2}\,n\,(1-m)\right] - \cos\left(\frac{\pi}{2}\,n\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2}\,n\right)}. \qquad (20)$$

Le figure 2 e 3 dànno i valori di $120\,\pi\,\beta = R_e$ e di $160\,\pi^2\,\beta^2 = R_i$ per vari valori di $m = \frac{b}{a}$ e di $n = \frac{\lambda_0}{\lambda}$ nella ipotesi di $K = 4$ (1). Nel caso in cui $K$, cioè il rapporto sperimentale tra fondamentale $\lambda_0$ e lunghezza totale $a$, sia diverso da 4 si dovrà moltiplicare la $R_e$ per $\frac{4}{K}$ e la $R_i$ per $\frac{16}{K^2}$.

(1) I calcoli di $R_e$, $R_i$, $\alpha$ sono stati eseguiti dal capotecnico Sig. Savio Enrico della Officina Militare di R. T. ed E. T. - Roma.

Resistenza di irradiazione riferita alla corrente d'aereo all'ingresso in stazione.
(La punteggiata è riferita alla corrente nel ventre)

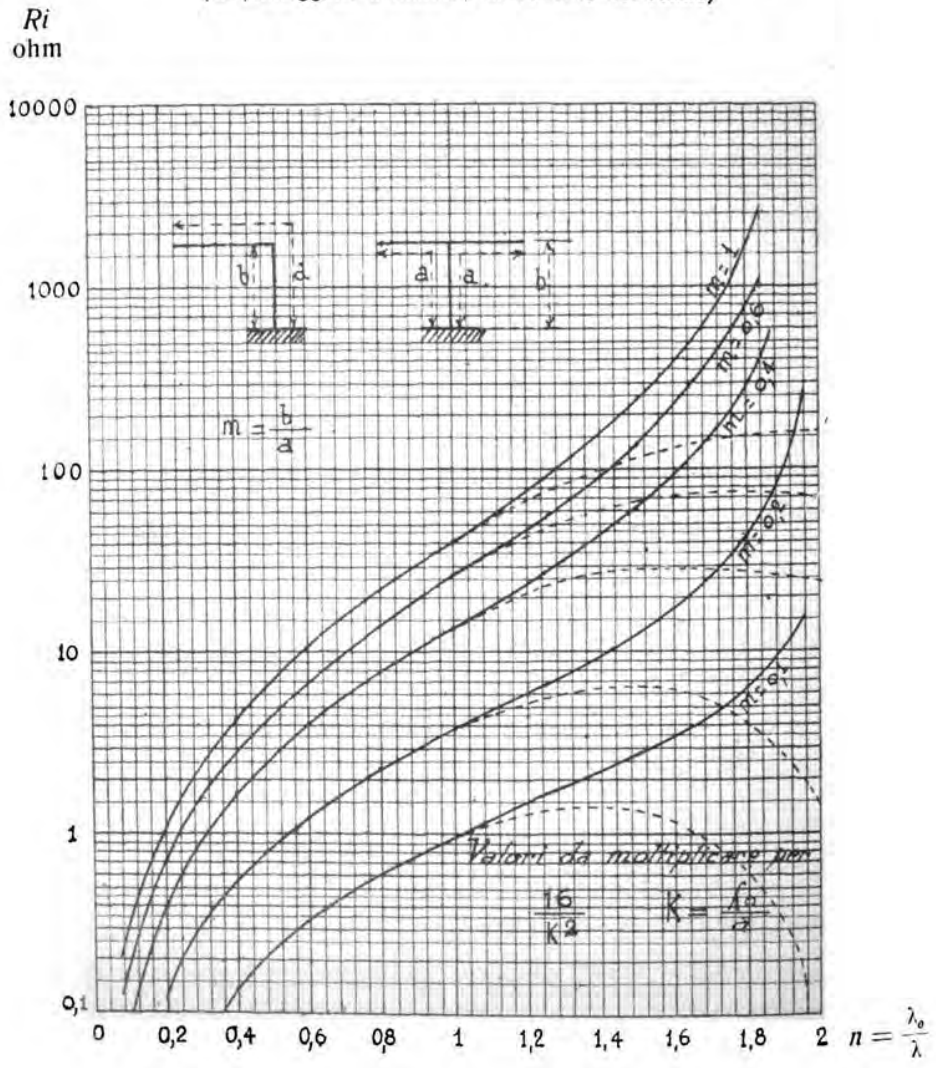



FIGURA 3.

Le $R_c$ e $R_i$ di cui la prima può chiamarsi resistenza cimomotrice (1) mentre la 2ª è quella di irradiazione, sono espresse in ohm e basterà moltiplicarle per la corrente $I_o$ (in ampère efficaci) o per il suo quadrato, per ottenere rispettivamente la f. c. m. in volt efficaci e la energia irradiata in watt.

Nota la f. c. m. basterà dividerla per la distanza $D$ in metri per avere il campo elettrico prodotto, in volt per metro, quando si faccia astrazione della attenuazione dovuta al terreno ed all' atmosfera.

Nel caso in cui $\lambda < \lambda_o$ per calcolare la f.c.m. e i watt irradiati, potrà impiegarsi la corrente misurata nel ventre, $I_V = \dfrac{I_o}{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} n\right)}$ ma allora la $I_V$, oppure la $\alpha$, la $R_c$, o la $R_i$, dovranno moltiplicarsi rispettivamente per $\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2} n\right)$ le tre prime e per $\operatorname{sen}^2\left(\frac{\pi}{2} n\right)$ l'ultima.

18. - Dalle figure 2 e 3 emerge la convenienza di impiegare grandi valori di $n$ e di $m$, ma ciò richiede non solo aerei di grande fondamentale $\lambda_o$ e di grande altezza $h$, ma altresì dei condensatori al piede dell' aereo per accordare l' aereo sull' onda di lavoro $\lambda$; implica quindi l' impiego di aerei più costosi e la possibilità di perdite dovute ai condensatori d'aereo.

La soluzione preferibile sarà quella che, caso per caso, concilia le opposte esigenze nel modo migliore.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

**P.S.** — G. W. PIERCE nel suo volume "*Electric oscillations and electric waves*,, (Mac-Graw-Hill — New York - 1920) ha calcolato la $R_i$ di una antenna a L tenendo anche conto delle fasi con cui giungono in ogni punto gli effetti dei diversi elementi della corrente d'antenna ($I_x\,dx$). Ciò complica enormemente i calcoli, ma il confronto del grafico riassuntivo del Pierce (pag. 479) col *mio* (fig. 3) mostra che i risultati numerici sono pressochè identici; ciò prova che l'influenza della fase è complessivamente trascurabile, evidentemente perchè essa è massima sulla verticale in cui la radiazione è nulla, mentre è nulla sulla orizzontale in cui la radiazione è massima. Per contro il Pierce non tiene conto del fattore $\frac{\lambda_0}{a} = K$ che egli assume uguale a 4 mentre ne differisce notevolmente nelle antenne multifilari.

(1) Vedere la definizione della forza cimomotrice nel « Bollettino Radiotelegrafico del R. Esercito », aprile 1926, pag. 3.

# Le oscillazioni elettroniche

**SOMMARIO.** — *Breve riassunto delle cognizioni attuali sulle oscillazioni di Barkhausen-Kurz e derivate.*

1. - Nello studio degli oscillatori a triodi è possibile, fino all'onda minima di tre o quattro metri, trascurare il ritardo che passa fra l'istante in cui il singolo elettrone lascia il catodo e quello in cui raggiunge la placca; si può cioè, come abitualmente si dice, considerare il tubo come un relais privo di inerzia. Al di là di questo limite, il ritardo comincia ad essere sensibile nei confronti del periodo, ed ha per effetto una sorta di differenza di fase fra tensione di griglia e corrente di placca. Contemporaneamente nasce una seconda difficoltà, dovuta al fatto che, per accorciare il periodo, occorre diminuire le costanti del circuito, e ciò è possibile fare fino ad un certo limite, poichè la capacità non può scendere al disotto di quella interna del triodo, che è generalmente intorno ai 5 $\mu\mu$F; d'altra parte, ridurre troppo l'induttanza non è opportuno, poichè ciò porta a far diminuire, oltre all'onda di risonanza, anche la resistenza dinamica $\frac{L}{CR}$.

Dalla condizione di innesco delle oscillazioni:

$$k > \frac{1}{\mu} + \frac{1}{g_m R_d} \qquad (1)$$

($k$ fattore di reazione $= \frac{E_g}{E_a}$; $\mu$ fattore di amplificazione; $g_m$ pendenza; $R_d = \frac{L}{CR}$ resistenza dinamica), si vede come la possibilità d'innesco vada rapidamente decrescendo quando le varie quantità figuranti nella formula diminuiscono; e ciò precisamente accade col diminuire dell'onda.

Il fattore di amplificazione $\mu$ e la pendenza $g_m$ vanno infatti qui intesi in modo diverso dall'ordinario. Solo una parte degli

elettroni giunge sulla placca nella fase opportuna per contribuire al rinforzo dell'oscillazione; ve ne sono anzi molti che giungono in istanti tali da produrre effetto smorzatore. Consideriamo ad esempio un triodo che abbia la distanza $s$ di 1 cm tra filamento e placca, e riferiamoci ad un istante in cui la tensione globale $v = v_a + \mu v_g$ sia di 500 volt; ammesso che l'elettrone esca con velocità nulla dal catodo, il tempo impiegato da esso a raggiungere l'anodo risulta (supposto il campo uniforme lungo il percorso):

$$t = 2 \frac{s}{u}$$

essendo $u$ la velocità di arrivo, che è data da:

$$u = \sqrt{\frac{2 e v}{m}}$$

$e$, carica dell'elettrone $= 1{,}59 \times 10^{-20}$ u. e. m.

$m$, massa dell'elettrone $= 0{,}9 \times 10^{-27}$ gr.

Si ha quindi, nel caso nostro:

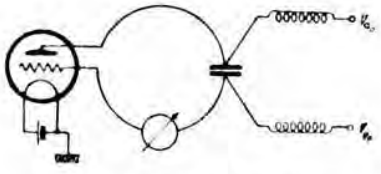
$$t = 2 \sqrt{\frac{m}{2 e v}} = \sqrt{\frac{2 \times 0{,}9 \times 10^{-27}}{1{,}59 \times 10^{-20} \times 500 \times 10^{8}}} = 0{,}15 \times 10^{-8}.$$

Alla lunghezza d'onda di 1 metro corrisponde il periodo $0{,}33 \times 10^{-8}$; quindi il tempo $t$ è circa eguale al semiperiodo, cioè gli elettroni arrivano sulla placca con una fase che è, rispetto alla tensione oscillante di placca, opposta a quella che dovrebbero avere: ne segue che essi, invece di rinforzare, spengono l'oscillazione.

Avvicinando gli elettrodi, ed accrescendo la tensione anodica, si può ovviare solo in parte all'inconveniente. Infatti, avvicinare molto gli elettrodi non conviene, perchè ciò conduce ad un aumento della capacità e quindi ad una diminuzione di $R_d$. D'altra parte, nel corso dell'alternanza positiva, la griglia assume tensioni che variano da zero al massimo: occorre quindi che il ritardo $t$ sia trascurabile non solo nell'istante di massima tensione globale, ma anche in quelli di tensione minore, altrimenti una parte sola degli elettroni arriverà sull'anodo nella fase giusta, e gli altri produr-

ranno effetto smorzatore. Si intuisce dunque come la pendenza che possiamo chiamare dinamica diminuisca con l'onda fino a quasi annullarsi. Il termine $\frac{1}{G R_d}$ della (1) cresce perciò rapidamente quando l'onda scende al disotto di 2 m; il secondo membro oltrepassa quindi il valore di $k$ che nei montaggi per micro-onde è generalmente uno, e la condizione di innesco non è più soddisfatta. Anche prima che si arrivi a questo limite, accade però che la potenza e il rendimento si riducono in modo tale che l'apparecchio non può servire agli usi pratici.

Altra complicazione nasce per causa della emissione secondaria. Oltre alle deformazioni dell'onda ed alle altre anomalie che tale fenomeno produce in onde ultra corte alterando la distribu-



OSCILLATORE DI GUTTON E TOULY

FIGURA 1.

zione delle correnti (1), interviene nel caso nostro anche un effetto smorzatore, dovuto al fatto che gli elettroni secondari emessi dalla placca impiegano un certo tempo per ritornarvi, e quindi possono essere assorbiti in istanti poco favorevoli riuscendo nocivi al funzionamento.

2. - Il limite, che queste cause pongono alla diminuzione delle onde ricavabili dagli oscillatori del tipo classico, può ritenersi tra m 1 e 1,5. Il montaggio più semplice, per ottenere onde di quest'ordine, è quello ben noto di Gutton e Touly descritto in figura 1, in cui è riconoscibile il circuito a tre punti (Hartley). Potenze maggiori si ricavano dal dispositivo di Mesny (2), in cui

(1) LE BOITEUX. - *Revue Générale de l'Electricité*, 1928. XXIII, pag. 939.
(2) R. MESNY. - *L'Onde Electrique*, 1925, pag. 387.

l'inversione dell'accoppiamento induttivo fra le spire di placca e griglia (fig. 2), compensando in parte la reazione capacitiva interna dei tubi, permette di accorciare notevolmente l'onda. Lo schema di Eccles e Jordan, a due tubi in controfase (fig. 3) segna qualche progresso rispetto ai precedenti, e permette di ottenere onde anche inferiori al metro, ma con potenza insufficiente.

Falliti i tentativi di adattare lo schema classico per la gamma delle micro-onde, la tecnica ha dovuto accontentarsi di una solu-

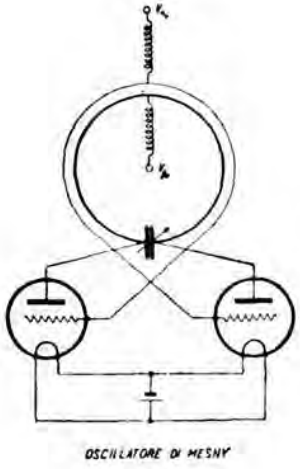



FIGURA 2.

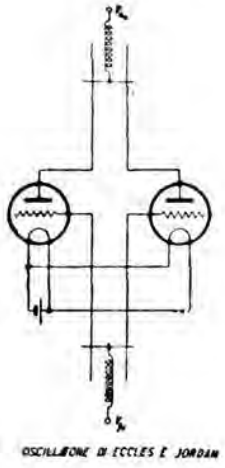



FIGURA 3.

zione che, pur soddisfacendo solo in parte le esigenze pratiche, sembra tuttavia doversi accettare, poichè fino a oggi non si è potuto ottenere di meglio. In questa soluzione si sfrutta un fenomeno scoperto nel 1919 da Barkhausen e Kurz (3) nello studiare il comportamento dei triodi a montaggio invertito, cioè con griglia fortemente positiva e placca leggermente negativa. Lo schema usato da questi Autori è riportato in figura 4. Essi notarono che, per certi valori delle tensioni e della emissione, si avevano nel circuito anodico correnti notevolmente intense, che risentivano

(3) BARKHAUSEN e KURZ. - *Physik. Zeits*, 21, pag. 1, 1920.
BARKHAUSEN. - *Elektronen Röhren*, 1928, II Band.

fortemente gli effetti capacitivi prodotti dall'avvicinarsi della mano al bulbo del triodo. Applicando un dipolo *d d* tra griglia e placca, si aveva emissione di onde, di cui la lunghezza fu misurata con un ondametro a ponte di Lecher provvisto di detector e galvanometro. La lunghezza d'onda di queste oscillazioni dipende, per una data valvola, unicamente dalle tensioni applicate e dalla corrente di filamento; è possibile perciò ricavarne energia solo quando il circuito placca-griglia, che può anche essere costituito da tratti dei fili di connessione, è sintonizzato su tale onda.

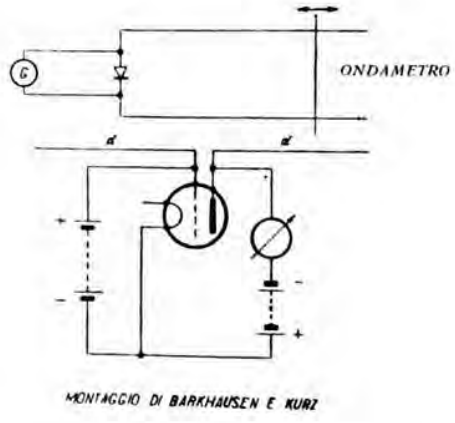



FIGURA 4.

Barkhausen e Kurz attribuirono il fenomeno al fatto che gli elettroni, usciti dal catodo, vengono fortemente accelerati dalla griglia, la quale però ne assorbe solo una parte mentre la restante la oltrepassa e continua il suo moto nel campo frenante griglia-placca, che li obbliga a ritornare e ad oltrepassare di nuovo la griglia e così via. Supposto che la griglia sia a metà distanza tra filamento e placca, che quest'ultima sia a potenziale zero, e che il moto sia pendolare semplice, si ha, supponendo gli elettrodi cilindrici e indicando con $d_a$ il diametro della placca:

$$x = \frac{d_a}{4} \operatorname{sen} \omega t$$

essendo $x$ la distanza istantanea dell'elettrone dalla superficie della griglia. La velocità massima, che si ha nel passaggio tra le maglie della griglia, è quella acquistata nel campo griglia-catodo, e deve eguagliare la $\frac{dx}{dt}$ per $t = o$; si ha quindi:

$$\omega \frac{d_a}{4} = \sqrt{\frac{2 e E_g}{m}} \qquad \text{da cui:}$$

$$f = \frac{2}{\pi}\sqrt{\frac{2e}{m}}\sqrt{\frac{E_g}{d_a}} = \frac{3 \cdot 10^7 \sqrt{E_g}}{d_a} \quad \text{e cioè:} \quad \lambda = \frac{1000\, d_a}{\sqrt{E_g}} \qquad (2)$$

Se la placca ha potenziale negativo, gli elettroni invertono il movimento loro un po' prima; cioè la placca si comporta come se avesse un diametro $d'_a$ minore; ammessa la distribuzione lineare per i potenziali, si ha:

$$d_a' = d_a + (d_a - d_g)\frac{E_a}{E_g - E_a}$$

(che fornisce valori $d'_a < d_a$ perchè $E_a$ è negativo). Sostituendo questa espressione di $d_a'$ a $d_a$ nella (2), si ha la formula di Barkhausen:

$$\lambda = \frac{1000}{\sqrt{E_g}} \cdot \frac{d_a E_g - d_g E_a}{E_g - E_a}. \qquad (3)$$

Il ragionamento fatto per dedurre questa formula non è rigoroso poichè, gli elettrodi essendo cilindrici, i campi non possono essere uniformi, come sarebbero invece nel caso di elettrodi piani. Di tale circostanza tiene conto una relazione più complicata dovuta a Scheibe (4), che però non riferiamo perchè conduce a risultati non molto diversi da quelli dati dalla (3). L'impiego di formule troppo elaborate d'altra parte è fuori di posto di fronte a un fenomeno in cui troppi fattori hanno profonda influenza.

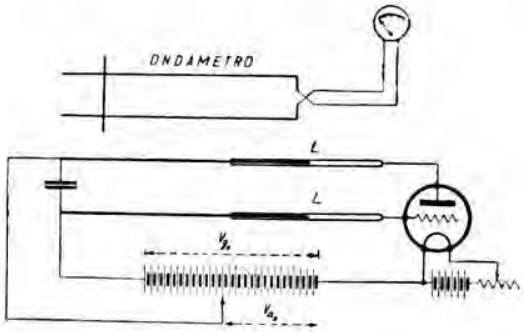
Un effetto assai marcato, che non è messo in evidenza nè dalla (3), nè dalla teoria di Scheibe, è dovuto alla corrente di

(4) SCHEIBE. - *Ann. der Physik*. 73, pag. 54, 1925.

accensione, al crescere della quale l' onda diminuisce fino al punto da potersi ridurre a metà di quella teorica. Barkhausen spiega questo fenomeno osservando che l'aumento della emissione produce la formazione di cariche spaziali che diminuiscono l'allontanamento degli elettroni dalla griglia.

La teoria di Barkhausen e Kurz, che serve ottimamente in prima approssimazione, è stata seguita da varie altre, delle quali forse nessuna è completa, ma che conviene ricordare brevemente, poichè ognuna illustra un aspetto particolare del problema.

3. - Gill e Morrell per primi, e in seguito altri, osservarono che il primitivo modello teorico di Barkhausen non spiegava il



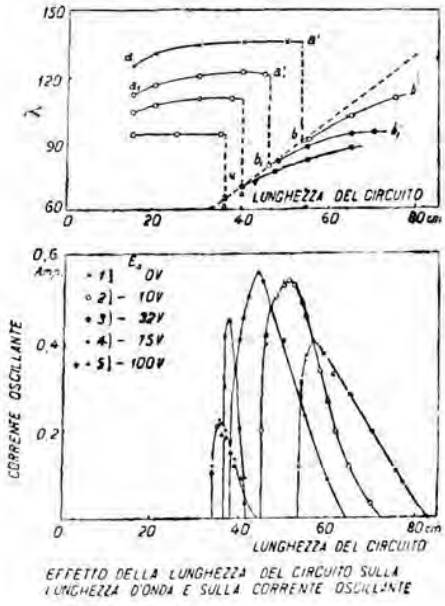

DISPOSITIVO DI GILL E MORRELL

FIGURA 5.

fatto più interessante, e cioè la produzione di lavoro utile in alta frequenza. Perchè tale lavoro si produca, occorre infatti, come è ben noto dalla teoria degli oscillatori classici, che gli elettroni giungano sull' elettrodo di potenza, che è in questo caso la griglia, in maggior numero durante le alternanze negative della tensione oscillante ed in minor numero durante quelle positive. Questo ordinarsi degli elettroni in gruppi che giungono sulla griglia nelle alternanze negative, cioè quando essa ha minimo potenziale, non può essere dovuto che allo stesso campo elettrico oscillante, cioè ad una reazione del circuito esterno, che produce una sorta di controllo sull' aggrupparsi degli elettroni. Ne segue che non è

logico supporre, come faceva Barkhausen, la frequenza delle oscillazioni del tubo indipendente dal circuito; e di ciò ebbero conferma sperimentale Gill e Morrell (5) mediante il dispositivo rappresentato in figura 5, nel quale, variando la lunghezza della linea di Lecher, si ottengono variazioni a scatti della lunghezza d'onda. Hollmann (6), adoperando un dispositivo analogo, ricavò le curve che riportiamo in figura 6-a, dalla quale si vede come vi siano

FIGURA 6-a.




EFFETTO DELLA LUNGHEZZA DEL CIRCUITO SULLA LUNGHEZZA D'ONDA E SULLA CORRENTE OSCILLANTE

FIGURA 6-b.

tratti in cui l'onda varia poco allo spostarsi del ponte mobile, come $a - a'$; $a_1 - a_1'$ e tratti più inclinati, come $b - b'$; $b_1 - b_1'$, separati da variazioni brusche. Secondo Hollmann, le oscillazioni corrispondenti ai tratti $a - a' \ldots$, da lui dette di tipo A, hanno le caratteristiche indicate da Barkhausen e Kurz, e quelle corri-

(5) GILL e MORRELL. - *Phyl. Mag.* 49, pag. 369, 1925.
(6) HOLLMANN. - *Ann. der Physik*, 86, pag. 129, 1928;
*Zeits. für Hochfreq.* gennaio 1930, pag. 27.

spondenti ai tratti $b - b' \ldots$, dette del tipo B, hanno le caratteristiche date da Gill e Morrell, cioè sono controllate dal circuito esterno. Le oscillazioni tipo B dànno energia molto superiore, come si vede nella figura 6-b, e sono quelle utilizzate in pratica.

La distinzione di Hollmann implica però la necessità di supporre due comportamenti soggetti a leggi completamente diverse il che ripugna alla logica. Per questa ragione, Möller (7) ed altri autori hanno fatto un esame più approfondito della questione, studiando un meccanismo, detto « phase sorting », che permette di comprendere, almeno dal lato qualitativo, l'aggrupparsi degli elettroni cui abbiamo accennato avanti. Per fare una esposizione abbreviata di questa teoria, riferiamoci alla figura 7, in cui è

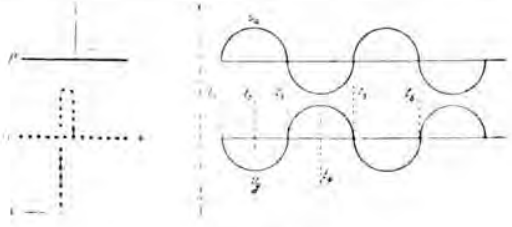


FIGURA 7.

schematizzato un triodo in montaggio B. K. (*) recante l'indicazione delle tensioni alternate di placca e griglia. Gli elettroni percorrono traiettorie del tipo di quella segnata a puntini. La lunghezza, e quindi la durata, di tali traiettorie sarebbe esattamente identica per tutti gli elettroni se il campo griglia-placca non avesse componente alternata; non vi sarebbe allora componente alternata neppure nella corrente di griglia e non si otterrebbe lavoro utile. L'effetto del campo alternato è di allungare o accorciare le traiettorie, e quindi alterare i ritardi: così per es. gli elettroni, che hanno oltrepassato la griglia nell'intervallo $t_1$ $t_2$, si allontanano più di quel

(7) MÖLLER. - *H. F. Techn. und El. Ak.* 34, pag. 201, 1929.

(*) Seguendo la consuetudine, scriveremo d'ora in poi B. K. in luogo di Barkhausen-Kurz.

che farebbero nelle condizioni statiche. Essi infatti hanno acquistato velocità maggiore, poichè si sono trovati nel campo acceleratore filamento-griglia durante l'alternanza precedente, cioè quando la tensione $v_g$ andava in aumento sul campo statico, e si trovano nel campo frenante griglia-placca durante un'alternanza negativa di $v_g$, cioè quando la tensione alternata $v_{ag}$ va in diminuzione di esso. Effetto di questo maggiore allontanamento è che alcuni elettroni possono arrivare alla placca e rimanervi, ed altri, ritornando con ritardo che supera di molto il mezzo periodo, cadono sulla griglia non nell'alternanza positiva $t_3\ t_5$ ma in quella negativa susseguente, e quindi contribuiscono a rinforzare l'oscillazione. Gli elettroni corrispondenti all'intervallo $t_3\ t_4$ si allontanano invece di meno, e ricadono dopo un tempo inferiore a quello delle condizioni statiche; arrivano perciò sulla griglia durante l'intervallo $t_5\ t_6$ e contribuiscono anche essi al rinforzo dell'oscillazione.

Esaminando con attenzione questo meccanismo, si vede che esso è agevolato se il semiperiodo della tensione oscillante è minore del tempo che in condizioni statiche si calcola per la semioscillazione dell'elettrone tra griglia e placca, e ciò è in accordo con l'esperienza. Il Möller ha studiato questa ipotesi dal lato quantitativo con procedimento grafico ed analitico, trovando conclusioni in molti punti d'accordo con la realtà.

4. - Anche la teoria di Möller lascia però senza chiara spiegazione l'accorciarsi della lunghezza d'onda col crescere dell'emissione. Ciò ha indotto Rostagni (8) a studiare un'altra ipotesi, che utilizza i concetti relativi alla risonanza ionica, ben noti dalla teoria della propagazione nell'alta atmosfera.

Il sistema griglia-placca, supposto per semplicità piano, costituisce un condensatore nel cui dielettrico si trovano cariche le quali oscillano sotto l'azione della differenza di potenziale alternata agente sulle armature. Sia $u$ la velocità, e quindi $\frac{du}{dt}$ l'accelera-

(8) ROSTAGNI. - *Atti R. Acc. Scienze Torino*, 46, pag. 123, 1931.
Cfr. anche BENHAN. - *Phyl. Mag.*, 1931, pag. 457, vol. II.

zione, di questo movimento nella direzione del campo elettrico: se è $v$ la tensione fra le armature, $s$ la distanza di queste, $\varepsilon$ la carica, $m$ la massa dell'elettrone, si ha:

$$m \frac{du}{dt} = -\varepsilon \frac{v}{s}.$$

Se $v$ è alternata sinusoidale, si può scrivere, indicandone con $V$ l'ampiezza:

$$\frac{du}{dt} = -\varepsilon \frac{V}{ms} e^{j\omega t}, \text{ da cui } u = j \frac{\varepsilon}{ms\omega} V e^{j\omega t} + U_o$$

essendo $U_o$ la velocità del moto di agitazione termica. Si ha pertanto, attraverso la superficie perpendicolare al campo, una corrente:

$$i = n \varepsilon u S = j \frac{n \varepsilon^2 S v}{ms\omega} = j \frac{1}{L\omega} v,$$

avendo indicato con $n$ il numero di elettroni per unità di volume, e avendo posto $L = \frac{ms}{n\varepsilon^2 S}$; (il termine $U_o$ non dà luogo a corrente per la sua stessa definizione). La corrente $i$ è ritardata di $\frac{\pi}{2}$ sulla tensione e va sommata a quella di spostamento dielettrico, che è $-j\omega C v$ e anticipa di $\frac{\pi}{2}$. Il sistema si comporta quindi come un circuito elettrico dotato di induttanza $L$ e capacità $C$, il quale risuona sull'onda $\lambda = 2\pi c \sqrt{LC}$; sostituendo a $C$ l'espressione in funzione delle dimensioni del condensatore: $C = \frac{kS}{4\pi s}$, e ad $L$ quella già vista, si ha:

$$\lambda = c \sqrt{\frac{km}{4\pi n \varepsilon^2}}. \qquad (4)$$

Siccome, a parità di altre condizioni, il numero $n$ di elettroni è proporzionale alla corrente di emissione, la formula suddetta può anche scriversi:

$$\lambda^2 i_e = \text{costante.}$$

Van der Pol, Tank e Schiltknecht per altra via hanno trovato:

$$\lambda^3 i_e = \text{cost.}$$

Se la formula di Rostagni sia o non una interpretazione esatta del fenomeno, è difficile dire; essa forse, come del resto le altre, serve utilmente ad illustrarne solo uno degli aspetti. Che ancora oggi si sia lontani dall'avere una teoria completa, si vede del resto chiaramente dal fatto che esiste ancora un'altra interpretazione del tutto diversa, che fa intervenire nel meccanismo i gas residui.

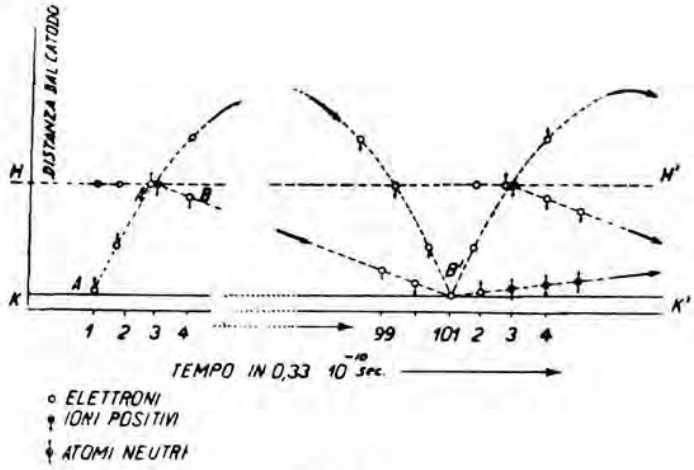



FIGURA 8.

Tale interpretazione trae origine dalle ricerche di Widdington (9) il quale, prima di Barkhausen, aveva trovato che un triodo vuotato in modo deficiente può oscillare senza circuiti esterni accordati, unicamente per effetto dei fenomeni di ionizzazione; l'onda ottenuta, con montaggio a placca positiva, era di 450 m. Vari Autori hanno in seguito tentato di utilizzare il meccanismo delle oscillazioni di Widdington per spiegare l'effetto B. K.; riferiamo qui lo schema di P. Knipping (10) (fig. 8), il quale

(9) WIDDINGTON. - *Radio Rev.* 1, pag. 50, 1919.

(10) P. KNIPPING. - *H. F. und El. Ak.* 34, pag. 1, 1929.

ammette che la carica spaziale negativa esistente intorno al catodo subisca, per causa degli ioni positivi che vanno a cadere su di essa, delle alterazioni periodiche, le quali si traducono in variazioni della corrente emessa. Per calcolare il periodo di tali variazioni, serve il diagramma della figura 8, che rappresenta le posizioni di un elettrone e di uno ione in funzione del tempo. L'elettrone $A$, che è assunto qui a rappresentare un gruppo di elettroni, lascia la superficie $K\,K'$, in cui la velocità è supposta zero, all'istante 1, e viene accelerato dal campo griglia-filamento. Finchè esso ha velocità inferiore a quella che corrisponde a 14 volt, che è il potenziale di ionizzazione dell'idrogeno, non è capace di scindere gli atomi neutri del gas residuo contenuto nell'ampolla, quindi la formazione degli ioni positivi ha luogo sul limite $H\,H'$, in corrispondenza del quale è raggiunta la velocità di 14 volt. L'elettrone dunque, giunto in $A'$, produce lo ione $B$, il quale procede in senso inverso e, per raggiungere la linea $K\,K'$, impiega un tempo notevole, da 3 a 101, a causa della sua massa elevata. Una volta giunto in $B'$, lo ione, che stà qui a rappresentare un gruppo di cariche positive, produce un forte diradarsi della carica spaziale, e quindi determina la partenza di un nuovo gruppo di elettroni, che va a ripetere il medesimo ciclo. La durata di tale ciclo è data dall'intervallo 1 — 101, che, per l'atomo di idrogeno e per l'esempio trattato dal Knipping, corrisponde a circa $0{,}33 \times 10^{-8}$ sec., cioè all'onda di 1 m. L'elettrone ionizzatore, che abbiamo lasciato in $A'$, ha intanto ripreso la sua corsa ed è andato oltre la griglia, per poi tornare indietro, respinto dal campo frenante; esso può giungere in $B'$ insieme allo ione se tale campo ha valore sufficiente, ma è generalmente trattenuto dalla griglia o dalla placca.

Tutto questo ragionamento è indubbiamente un pò artificioso e non trova affatto concordi gli studiosi, ma abbiano voluto riportarlo perchè una certa influenza del gas residuo è innegabile, come si vede dalla figura 9, dovuta a Kapzov ([11]), la quale mostra nettamente l'influenza del gas residuo che deforma fortemente la

([11]) KAPZOV. - *Zeits. für Physik* 1927, pag. 129.
Cfr. anche PIERRETT, *Onde El.* 1929, pag. 373.

curva $I_g = f(V_g)$ e determina, nel tratto $A\,B$, l'innesco delle oscillazioni.

Caratteristica comune delle ipotesi di Rostagni e Knipping è di ammettere che il sistema elettroionico esistente fra gli elettrodi del triodo possegga, per delle cause che risiedono nell'interno di esso, l'attitudine ad ordinarsi in gruppi che possono oscillare in sincronismo con un circuito esterno, e cedere ad esso energia se la relazione di fase è quella giusta.

Ciò ha fatto nascere in altri autori l'idea che il sistema sia formato da due circuiti fra loro accoppiati, quello interno e quello esterno, con la differenza, rispetto ai casi della pratica corrente, che qui il circuito secondario reagisce alterando fortemente l'effi-

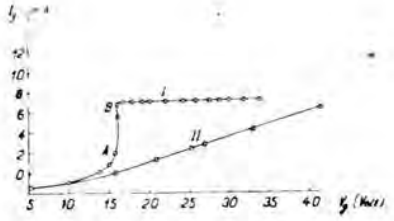
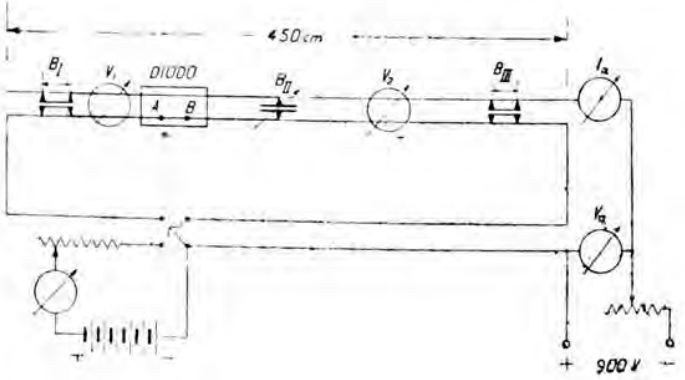



FIGURA 9.

cienza del primario. Questo modo di pensare ha trovato conferma in determinazioni sperimentali che hanno dato curve a due gobbe, sul tipo di quelle che si hanno dai circuiti accoppiati ordinari. Studiando in dettaglio la questione, si trova che la fase giusta, perchè l'arrivo dei gruppi di elettroni sulla griglia determini erogazione di energia, si ha quando l'impedenza, che il circuito esterno presenta ai suoi attacchi con gli elettrodi, è induttiva, come del resto risulta anche dalle teorie citate al N. 3.

5. - Alle oscillazioni di cui abbiano fin qui trattato, e che derivano dallo schema fondamentale di B. K., sono venute aggiungendosene delle altre, di cui alcune prodotte a scopo puramente scientifico, ed altre che si sono palesate nelle esperienze sulle oscillazioni di B. K. Delle prime fanno parte quelle prodotte da

Gerber ([12]) mediante un diodo avente l'anodo costituito da un semplice filo parallelo al catodo (fig. 10). I ponti a capacità $B_I$ e $B_{II}$ limitano il circuito oscillante vero e proprio, e l'intervallo tra $B_{II}$ e $B_{III}$ costituisce un ondametro di Lecher; $V_1$ e $V_2$ sono due voltmetri a diodo. L'interesse di questa disposizione sta nel fatto che essa dimostra come, per ottenere oscillazioni elettroniche, basta avere un anodo incapace di assorbire tutti gli elettroni attirati, in modo che molti di essi vengono lanciati oltre e devono ricadere. Analogamente Kohl ed altri hanno ottenuto oscillazioni mediante tubi aventi l'anodo formato da una spirale. Ciò sta a dimostrare come




CIRCUITO A DIODO DI GERBER

FIGURA 10.

la presenza della placca nel dispositivo B. K. non sia essenziale per l'innesco, ma sia soltanto utile per regolare il campo ritardatore e migliorare il rendimento. Anche per via teorica, del resto, Benham ([13]), Morita ([14]) ed altri concludono che, per effetto del ritardo elettronico, il diodo deve presentare resistenza differenziale negativa per certe frequenze critiche, in corrispondenza delle quali

([12]) W. GERBER. - *Zeits für Hochf*, 1930, pag. 98.
([13]) Cfr. loc. cit. 8.
([14]) K. MORITA. - *Rep. of. Radio Res. and Works in Japan*, 1932.

accade che gli elettroni, attratti dall'anodo durante l'alternanza positiva, vi giungono nel corso di quella negativa.

Fra le altre oscillazioni che si sono palesate nelle esperienze sugli oscillatori di B. K., vanno distinte quelle che hanno vera e propria fisionomia di armoniche e quelle che sembrano invece nascere da un meccanismo proprio diverso da quello che eccita la fondamentale. L'esistenza di armoniche è naturale, dato che questi gruppi di elettroni oscillanti nel triodo è ben difficile che arrivino ad ordinarsi in modo così regolare da produrre vibrazioni sinusoidali pure. Mediante un ondametro a fili di Lecher, con un rivelatore di alta sensibilità, è possibile individuare, in un oscillatore di B. K. avente la fondamentale di due metri, fino a nove ed anche più di tali armoniche. Se si fa diminuire la lunghezza del circuito oscillatore, questo innesca successivamente sulle varie armoniche, oltre alle quali è capace però di dare anche altre oscillazioni assai intense, le così dette onde "nane„ che non hanno rapporto armonico con la fondamentale e possono arrivare a frequenza elevatissima; Potapenko ([15]) ne ha misurate fino a cm 3,5 di lunghezza.

Circa l'origine delle onde nane, i pareri sono diversi. Generalmente si ritiene che derivino da elettroni che compiono escursioni limitate all'intervallo griglia-placca e che determinano resistenza differenziale negativa per un meccanismo analogo a quello cennato innanzi a proposito degli oscillatori a diodo. Pierrett ([16]) ne ha ottenute di molto intense, probabilmente regolate dalla risonanza della spirale di griglia.

Uno studio completo di queste vibrazioni accessorie è certamente difficile, poichè esse sono enormemente influenzate dalla emissione secondaria della griglia, dai particolari di costruzione della valvola, dalla vuotatura ecc. Si tratta in sostanza di vortici nel caos elettronico che regna nell'interno dell'oscillatore di B. K.

Degli effetti prodotti dal campo magnetico e degli oscillatori tipo "magnetron„ riteniamo opportuno non parlare qui, perchè l'argomento è così vasto da richiedere una trattazione a parte.

---

([15]) POTAPENKO - *Zeits. für Tech. Physik*, 1929, pag. 542.

([16]) PIERRETT. - *Compt. Rend.*, 1928, vol. 186, pag. 1284.

6. - Il difetto più grave degli oscillatori B. K. è di dare potenze piccolissime e rendimenti che, paragonati a quelli degli oscillatori a onda lunga, appaiono semplicemente irrisori. Gli sforzi, compiuti da tanti ricercatori per ottenere qualche miglioramento, hanno condotto a raggiungere potenze massime dell'ordine della diecina di watt e rendimenti che non vanno oltre qualche unità per cento.

Le indagini allo scopo eseguite riguardano in parte la struttura del triodo, ed in parte il circuito. Del proporzionamento ottimo degli elettrodi si è occupato assai estesamente K. Morita ([17]) il quale, dopo aver costruito e provato 64 tipi di tubi diversi, è arrivato alle seguenti conclusioni:

la forma migliore per gli elettrodi è la cilindrica; ciò non esclude però che il funzionamento possa avvenire anche con forme diverse;

è utile che la placca sia formata di rete anzichè di lastra e che la griglia sia costituita da una spirale a piccolo passo; il catodo migliore è quello di tungsteno;

la vuotatura deve essere spinta, eventuali tracce di gas aumentano la potenza, ma rendono il fenomeno instabile e diminuiscono la vita del tubo;

i valori ottimi per il diametro $d_p$ e la lunghezza $l_p$ della placca e la corrente emessa $I_s$ sono legati alla lunghezza d'onda della relazione empirica:

$$\lambda = 195 \frac{d_p^{\frac{2}{3}}}{\left(\frac{I_s}{l_p}\right)^{\frac{1}{3}}} \qquad (\text{mA, cm})$$

Circa le potenze massime finora raggiunte con i montaggi ad un solo tubo, riferiamo che Megaw ([18]) mediante un triodo da 20 kW è riuscito ad ottenere circa 10 watt nell'onda di 87 cm con 1 kW assorbito dalla griglia, il rendimento è quindi dell'uno per cento.

---

([17]) Loc. cit. 14.

([18]) MEGAW. - *Journal of Inst. El. Eng.* 1933, vol. 72, pag. 313.

Il passo più importante sulla via dell'aumento di potenza è stato compiuto migliorando il circuito col disporre due tubi in

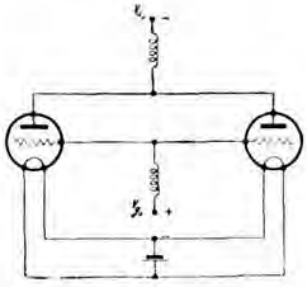


FIGURA 11.

controfase. Le figure 11 e 12 indicano due schemi del genere. Carrara ([19]) ha osservato che il dispositivo rende meglio se l'alimentazione dei filamenti è fatta attraverso una linea di Lecher

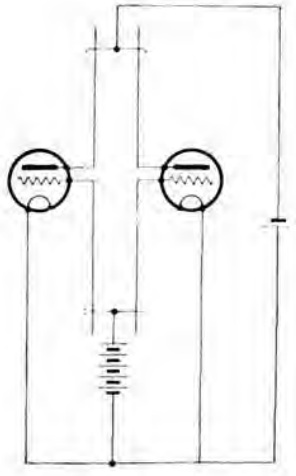


FIGURA 12.

accoppiata a quella di placca e griglia. La disposizione è segnata in figura 13: con le lettere *F* sono contrassegnati i piedini di fila-

([19]) CARRARA. - *L'Elettrotecnica*, 18, pag. 874, 1931

mento dei due tubi, e con $P$ e $G$ quelli di placca e griglia. I disegni 10 e 12 mettono in evidenza come tutte la connessioni con le batterie siano fatte nei punti di mezzo dei fili, che corrispondono a nodi di tensione delle onde stazionarie che si formano quando il sistema oscilla: si ha così il vantaggio di evitare che

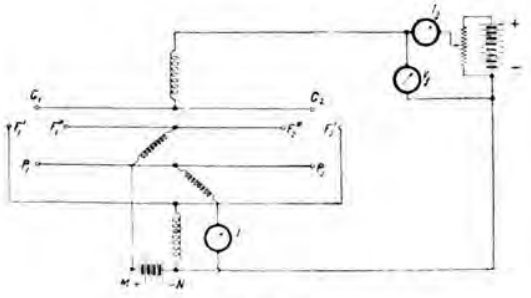


FIGURA 13.

le connessioni disperdano corrente od alterino la relazione di fase tra i circuiti di placca e di griglia. Dei choker, formati da bobinette di poche spire, servono a completare l'azione di arresto.

L'accoppiamento in controfase, utilizzato anche dal Marconi nelle ben note esperienze, non solo aumenta la potenza ricavata,

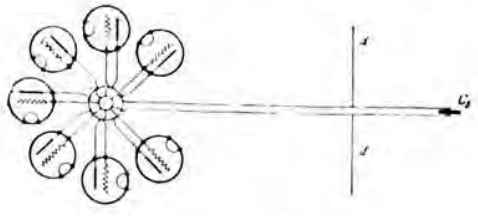


FIGURA 14.

che supera il doppio di quella data da ciascun tubo da solo, ma migliora il funzionamento ed accresce il rendimento in modo notevole. Ciò ha naturalmente indotto a spingersi più oltre, accoppiando più tubi, come è indicato nella figura 14, che riporta uno schema di S. Uda ([20]) a sette triodi, ma l'esperienza dimostra che un

([20]) S. UDA. - *Proc. I. R. E.* 1930, I. pag. 1047.

accrescimento così notevole del numero di tubi non dà miglioramenti ulteriori tanto sensibili da compensare le difficoltà di costruzione e di funzionamento.

La potenza massima finora ottenuta con trasmettitori a più tubi, sembra essere quella di 24 watt, raggiunta dal Marconi ([21]). Andare più avanti, col metodo B. K., non pare facile, poichè l'energia dissipata in calore sulle griglie è enorme e la griglia è per sua natura poco adatta a resistervi. Megaw ([22]), ammettendo un rendimento dell'uno per cento, ha dato per l'oscillazione fondamentale corrispondente alla relazione di B. K. la formula semiempirica:

$$W' = \frac{4 \times 10^{11} \times d_g^{\,3}}{\pi\, \lambda^5}$$ watt da dissipare per cm² per ottenere l'onda $\lambda$,

dalla quale si vede come, al diminuire di $\lambda$, il carico sulla griglia a parità di potenza aumenta con estrema rapidità; tanto che, al di sotto di 50 cm non conviene più utilizzare la oscillazione fondamentale, ma le armoniche, o le onde "nane,, di cui si è parlato.

7. - Per costruire un trasmettitore a microonde, occorre, oltre all'oscillatore di cui ci siamo occupati avanti, il dispositivo di modulazione e quello di irradiazione direttiva.

La modulazione può essere effettuata sulla griglia o sulla placca, ed è evidente che il secondo sistema deve necessariamente convenire di più poichè la placca è qui essenzialmente organo di controllo e permette di influire sull'andamento delle oscillazioni mediante piccolissime quantità di energia. Occorre però scegliere con cura il potenziale base per fare in modo che le variazioni ad esso applicate dal modulatore si traducano fedelmente in variazioni di ampiezza della corrente oscillante. È utile a tale scopo ricavare sperimentalmente una serie di curve, come quelle della figura 15 (Carrara) ([23]), che diano l'ampiezza in funzione della $E_a$

([21]) G. MARCONI. - *Alta frequenza*, 1933, II, pag. 5.
([22]) Loc. cit. 18.
([23]) CARRARA. - *Alta frequenza*, 1932, pag. 189.

negativa applicata alla placca e scegliere il punto di funzionamento nel mezzo di uno dei tratti quasi rettilinei, che fortunatamente risultano abbastanza estesi, non ostante la complicazione del fenomeno, al quale prendono parte insieme le variazioni di am-

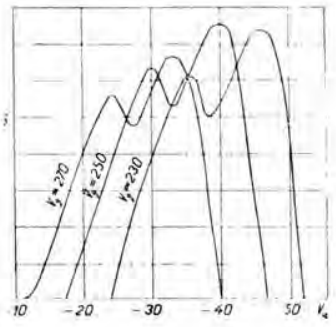



FIGURA 15.

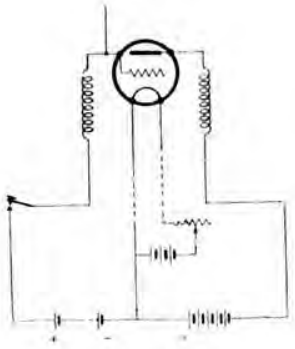


FIGURA 16.

piezza e frequenza del sistema oscillante griglia-placca e le condizioni di accoppiamento fra tale sistema e l'organo radiatore.

La figura 16 dà lo schema di un trasmettitore secondo Pierrett. La regolazione si esegue agendo prima sull' accensione e sulla

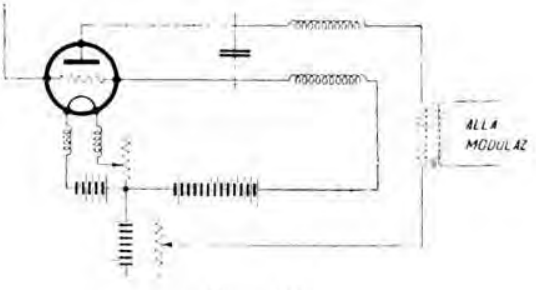
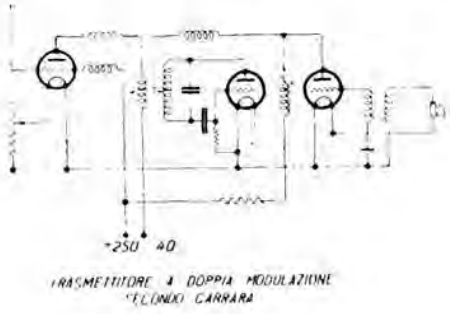



FIGURA 17.

tensione di griglia fino ad avere la massima energia, indi sul potenziometro di placca per la scelta del punto di funzionamento come si è detto avanti. Se l'alimentazione si effettua attraverso una linea di Lecher sintonizzata si ha risultato migliore (fig. 17).

Una delle caratteristiche più interessanti dei trasmettitori micro è di prestarsi egregiamente ai collegamenti multiplex, cioè ad essere modulati da correnti vettrici a frequenze ultraacustiche a loro volta modulate dalle trasmissioni telefoniche. Ciò dipende dal valore enorme della frequenza: è infatti ben chiaro che una banda di modulazione di 500 kc, mentre è assolutamente impossibile in onde medie, diviene perfettamente normale in onde micro, poichè 500 kc rappresentano appena 0,5 per mille di fronte ad un miliardo di cicli. Di questo notevolissimo lato della questione si è occupato Carrara ([24]) che ha realizzato con successo collegamenti duplex mediante trasmettitori del tipo in figura 18, nei quali il




TRASMETTITORE A DOPPIA MODULAZIONE SECONDO CARRARA

FIGURA 18.

microfono modula un oscillatore a 100 kc che a sua volta modula il generatore micro. Alla ricezione, dopo la prima rivelazione si ricava l'oscillazione a 100 kc che viene separata, mediante un amplificatore accordato, da tutti gli altri segnali che, volutamente o non, siano sovrapposti all'onda micro, e la selezione è tanto completa che il ricevitore non è disturbato anche se si trova vicino ad un dipolo trasmittente collocato nel medesimo riflettore.

Altra qualità importante delle microndе è quella di poter essere concentrate in fascio. Ciò non offrirebbe gravi difficoltà, se si potesse tollerare nel fascio una certa divergenza; disgraziatamente però le potenze oggi realizzabili sono, come si è cennato avanti, talmente piccole, ed esigono un tale consumo di energia,

([24]) Loc. cit. 23.

che occorre utilizzarle al massimo mediante specchi di grandi dimensioni. Nei primi tentativi di collegamenti micro, come quello del Beauvais ([25]), il riflettore era formato da una paraboloide di rivoluzione, e questa sarebbe certamente la soluzione migliore, se il dipolo irradiante avesse dimensioni trascurabili in confronto dello specchio, ma in pratica ciò non può avvenire, poichè, ad es., il dipolo per l'onda di 50 cm è lungo 25 cm, quindi il paraboloide non funziona in modo normale. Secondo Darbord ([26]) il campo $H$ a distanza $d$ ha il massimo valore se il fuoco, e quindi il dipolo, si trova nel piano d'apertura del riflettore ed è in tal caso espresso da:

$$H = \frac{\sqrt{3\,P\,c}}{d} \cdot \frac{\pi R}{\lambda}$$

$P$ = potenza irradiata
$c$ = vel. della luce
$R$ = raggio del cerchio d'apertura.

In questa espressione il primo fattore dà il campo in assenza di riflettore, ed il secondo esprime il vantaggio che si ricava con la riflessione: si vede che tale vantaggio cresce con $R$ e diminuisce con $\lambda$.

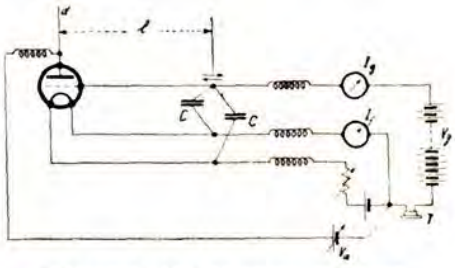
Attualmente si preferisce ricorrere a dispositivi eguali a quelli già da tempo in uso per le onde ultracorte, e cioè a sistemi riflettenti formati da numerosi dipoli eguali a quello trasmittente e collocati in modo che le correnti in essi indotte diano campi che in una certa direzione si trovano in concordanza e nelle altre si elidono. Anche in questo modo però il riflettore risulta ingombrante; una soluzione praticamente soddisfacente potrà aversi solo quando, per la aumentata potenza irradiata, non sarà più necessario pretendere una grande convergenza del fascio.

8. - Circa la ricezione delle microonde, possiamo qui dire ben poco, poichè sembra che le oscillazioni elettroniche, le quali formano l'oggetto di questa memoria, vi abbiano parte minima e forse nulla.

---

([25]) BEAUVAIS. - *Onde El.* 1930, pag. 484.
([26]) DARBORD. - *Onde El.* 1932, pag. 122.

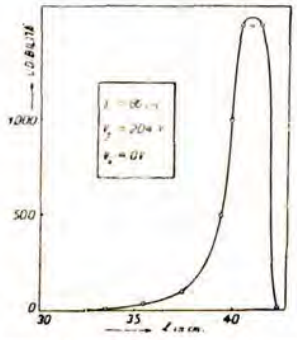
Secondo l'opinione dei primi sperimentatori, e specialmente di K. Okabe ([27]), il montaggio B. K., nelle condizioni prossime all'innesco, si comporta come un vero e proprio amplificatore a rea-



*RICEVITORE "AMPLIFICATORE - DETECTOR" DI OKABE*

FIGURA 19.

zione, e consente perciò una amplificazione assai alta del segnale; oltrepassando il limite di innesco, si dovrebbero ottenere, mediante la superreazione, sensibilità elevatissime. A riprova di ciò, K. Okabe



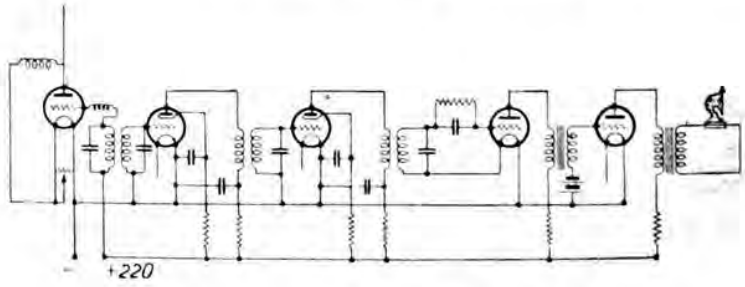

*AMPLIFICATORE DI UN SEGNALE MICRO SECONDO OKABE*

FIGURA 20.

riporta la curva in fig. 20, ricavata dal ricevitore della figura 19, la quale mostra amplificazione a risonanza estremamente netta per una determinata posizione del ponte; tale risonanza consisterebbe nell'accordo tra l'onda in arrivo e l'oscillazione propria del sistema

([27]) K. OKABE. - *Proc. I. R. E.* 1930, I. pag. 1028.

tubo-ponte di Lecher. Secondo ricerche ulteriori di Carrara ([28]), sembra però che in pratica ben poco si ottenga da questa amplificazione, la quale può intervenire, ma produce effetti trascurabili. Carrara ha infatti trovato che i valori delle tensioni applicate, riscontrati ottimi per una data onda, risultano tali anche per altre onde molto diverse: ciò dimostra che non esiste risonanza selettiva del sistema elettronico. Le curve di risonanza ricavate da Okabe dovrebbero perciò riguardare esclusivamente le costanti $L$ e $C$ del sistema captatore, vale a dire che lo spostamento del ponticello mobile nella linea di Lecher determina una risonanza




*RICEVITORE A DOPPIA MODULAZIONE SECONDO CARRARA*

FIGURA 21.

puramente elettrica, in cui il moto degli elettroni liberi contenuti nel triodo non interviene. Anche le curve ricavate in funzione della corrente di accensione vanno interpretate in modo analogo, poichè, variando la corrente emessa e quindi la carica spaziale, si altera la capacità interna. Il tubo dunque agisce come un semplice detector, nel quale gli elettrodi sono vicinissimi, poichè la tensione positiva di griglia determina il formarsi di un catodo virtuale in vicinanza della placca, ed è solo in grazia di tale vicinanza che esso possiede alta sensibilità, poichè si comporta come detector di inerzia quasi nulla.

Adoperando in trasmissione il dispositivo a doppia modulazione della figura 17 ([29]), Carrara ricava, dopo la rivelazione, una

([28]) CARRARA. - *Alta frequenza*, 1932, pag. 6 - *Proc. I. R. E.* 1932, p. 1615.
([29]) CARRARA. - Loc. cit. 23.

corrente a media frequenza che può essere amplificata comodamente con un circuito del tipo in figura 21. Si ha così, oltre all'aumento di selettività di cui si è già parlato, anche una sensibilità assai alta.

È probabile che le conclusioni, formulate da Carrara circa la necessità della doppia modulazione debbano essere accettate solo in relazione alla gamma delle onde sotto i 50 cm; per quelle più lunghe il circuito risulta meglio definito, e la selettività naturale di esso sufficientemente elevata. Negli apparati della Compagnia Marconi, che utilizzano onde intorno ai 60 cm, si ottengono infatti risultati soddisfacenti senza l'impiego della doppia modulazione.

9. - Un esame dei collegamenti micro nel loro insieme, dei risultati raggiunti finora, e dell'interesse militare del problema non può trovar posto in questa memoria, che è solo una breve rassegna delle nozioni riguardanti le oscillazioni elettroniche considerate di per se. D'altra parte i risultati ottenuti dal Marconi sono ben noti attraverso le notizie diffuse dalla stampa e l'interesse militare non ha bisogno di illustrazione.

Per concludere questa esposizione, riferiamo perciò solo la sensazione che si prova dopo aver compiuto la non lieve fatica di addentrarsi nei meandri di questo intricato problema, che è reso anche più complicato dalla enorme e confusionaria letteratura accumulatasi in tredici anni di intenso lavoro di ricerca, svolto da quasi tutti i laboratori r. t. del mondo.

E la sensazione è che esista una disparità singolare tra la grandiosa importanza scientifica, industriale e militare del problema e la povertà di mezzi di cui ancora oggi la tecnica dispone per risolverlo. Le potenze e i rendimenti dei trasmettitori e le sensibilità dei ricevitori sono scarsissimi; gli apparecchi attuali possono quindi far molto, ma sono ben lontani dal darci soluzioni complete, come quelle che si hanno per le onde lunghe. Il campo è quindi aperto a chi voglia tentar vie nuove.

ing. U. TIBERIO

*Direttore responsabile:* Colonnello LUIGI SACCO.

# Vol. XII. — Anno 1933, XI/XII.

## INDICE ALFABETICO PER AUTORI


| | | FASC. | PAG. |
|---|---|---|---|
| AMOROSO A. | — La Conferenza Radiotelegrafica di Madrid e la ripartizione internazionale delle frequenze | IV | 168 |
| GUASCO G. | — Utilizzazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro nella trasmissione della parola a distanza . . . . . | I | 1 |
| | | II-III | 65 |
| QUERQUES A. | — Campo di induzione e campo di irradiazione | IV | 155 |
| SACCO L. | — Radiogoniometria militare . . . . | V-VI | 199 |
| | — Richiamo sulle notazioni simboliche impiegate nella teoria dei circuiti elettrici . . | V-VI | 232 |
| | — Sul fattore di forma delle antenne r. t. . | V-VI | 247 |
| STRAUBEL H. | — *(traduz. ing. U. Tiberio)*. - Stabilizzatori a cristallo ad azione diretta per onde ultracorte . . . . . | I | 32 |
| TIBERIO U. | — Le oscillazioni elettroniche . . . . | V-VI | 266 |
| VANNI G. | — La registrazione ottica dei suoni e dei segnali radioelettrici . . . . . | I | 24 |

ISPETTORATO DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## Vol. XII. — Anno 1933, XI/XII.

## INDICE GENERALE


| | FASC. | PAG. |
|---|---|---|
| Utilizzazione delle radiazioni visibili ed oscure dello spettro nella trasmissione della parola a distanza - GEN. G. GUASCO | I<br>II-III | 1<br>65 |
| La registrazione ottica dei suoni e dei segnali radioelettrici - PROF. G. VANNI | I | 24 |
| Stabilizzatori a cristallo ad azione diretta per onde ultracorte - DOTT. H. STRAUBEL *(traduz. ing. U. Tiberio)* | I | 32 |
| Campo di induzione e campo di irradiazione - ING. A. QUERQUES | IV | 155 |
| La conferenza Radiotelegrafica di Madrid e la ripartizione internazionale delle frequenze - T. COL. F. AMOROSO | IV | 168 |
| Tabella di ripartizione delle bande di frequenza annessa al Regolamento radioelettrico di Madrid | I | 45 |
| Radiogoniometria militare - COL. L. SACCO | V-VI | 199 |
| Richiamo sulle notazioni simboliche impiegate nella teoria dei circuiti elettrici - COL. L. SACCO | V-VI | 232 |
| Sul fattore di forma delle antenne r. t. - COL. L. SACCO. | V-VI | 247 |
| Le oscillazioni elettroniche - ING. U. TIBERIO | V-VI | 266 |
| Recensioni | I | 53 |
| » | II-III | 151 |
| » | IV | 198 |
| Necrologio per la morte del gen. di brigata del genio in P. A. comm. ing. Cesare Bardeloni - COL. L. SACCO | II-III | |
| Assunzione di Direzione del Bollettino R. T. - COL. L. SACCO | II-III | |
| La visita di S. M. il Re all'Officina R. T. - COL. L. SACCO | II-III | 63 |
| Indice generale | VI | 294 |

# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

**Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma (11)**

**Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447**

## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1934-XII

(LXXIII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | **28,00** |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | **23,00** |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | **46,00** |
| Estero . . . . . | » | **75,00** |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

Anno 13° - N. 1. Gennaio - Febbraio 1934 - A. XII.

ISPETTORATO DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## SOMMARIO:


L. SACCO — Su alcune caratteristiche tecniche delle stazioni radio campali.

G. RUOCCO — Disturbi dei telescrittori sui ricevitori r. t. e modo di ridurli.

N. F. S. HECHT — Modulazioni e bande laterali. (Traduzione del Cap. F. GALOTTI).

U. R. — *Recensioni.* - Nuove valvole riceventi per microonde.



**Condizioni per l'anno 1934**

**(Volume di oltre 240 p.)**

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | L. 12 |
| Un numero separato | » 3 |
| Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati | » 8 |

**Nei paesi dell'Unione postale**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | Franchi oro 10 |
| Un numero separato | » » 2 |

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE DI R. T. ED E. T. - Viale Mazzini, 8 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 13° - N. 1. Gennaio - Febbraio 1934 - A. XII.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEGLI SPECIALISTI DEL GENIO

**Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito**

Diretto dal Col. L. SACCO

# Su alcune caratteristiche tecniche delle stazioni radio campali

1. - Le stazioni radio campali si possono dividere in due categorie secondochè sono addette ai piccoli comandi, dalla Divisione in giú, oppure ai comandi superiori. Queste seconde non differiscono sostanzialmente, dalle ordinarie stazioni radio fisse, se non pel fatto che sono trasportabili; esse hanno aerei ad antenne, generatori a motore o a convertitore, e circuiti trasmettitori di una relativamente notevole potenza, variabile da 30 watt a 3000 watt di alimentazione.

Molto diverse dalle precedenti sono, per contro, le piccole stazioni addette ai minori comandi, ed è di queste appunto che vogliamo trattare in questa nota.

2. - Esigenze essenziali di queste stazioni sono:

*a)* possibilità di molte comunicazioni in piccolo spazio, cioè di funzionamento con grande densità di comunicazioni di piccola portata;

*b)* possibilità di ripresa di contatto immediato dopo uno spostamento e dopo un cambiamento di onda di lavoro;

*c)* possibilità della conversazione radiotelefonica quando le esigenze tattiche non la vietino;

*d)* possibilità di comunicazioni multiple da uno stesso comando, e rapidamente allacciabili in diverse direzioni.



81447

Le caratteristiche tecniche che ne conseguono sono:

*a)* l'impiego delle pile come sorgenti di energia;

*b)* la realizzazione automatica della stessa onda in trasmissione e in ricezione;

*c)* l'impiego del telaio come aereo;

*d)* l'impiego di ricevitori sensibili e selettivi, specialmente nel caso di comunicazioni radiotelefoniche.

3. - L'alimentazione a pile è il modo piú comodo, leggero e meno esigente di alimentazione, pur essendo relativamente poco costoso.

Le pile danno oramai, dopo 6 mesi di magazzinaggio, circa 40 ÷ 60 wattora utili per kg. e costano da 15 a 30 centesimi per wattora *utile* (cioè con scarica fino a oltre 1 volt per elemento). L'impiego di piccoli motori o di accumulatori con convertitori è da escludere nelle piccole stazioni, mentre l'impiego di generatori a mano può essere utile in speciali circostanze o come riserva, non essendo consigliabile come mezzo normale, sia per la possibilità dei guasti, sia per non impegnare uno o più uomini per azionarli.

4. - La realizzazione automatica della stessa onda in trasmissione ed in ricezione, cioè la realizzazione della cosidetta isoonda, permette a chi, in ricezione, sente un corrispondente che lo chiama, di rispondere senz'altro al corrispondente stesso, sicuro di essere da questi sentito.

Resta cioè evitata, a chi è chiamato, ogni regolazione della propria trasmissione per rispondere, perchè sintonizzando la propria ricezione sulla trasmissione del corrispondente, egli sintonizza automaticamente la propria trasmissione sulla ricezione del corrispondente. Analogamente resta evitata, o almeno ridotta al minimo, la regolazione della propria ricezione a chi chiama, perchè regolando la propria trasmissione su una data onda egli regola automaticamente la sua ricezione sulla stessa onda.

Coi sistemi impieganti onde di trasmissione e di ricezione tra loro indipendenti, la ricerca delle stazioni corrispondenti, special-

mente in un ambiente saturo di trasmissioni radio, quale è prevedibile in tempo di guerra, deve riuscire forzatamente difficile e faticosa date le difficoltà di mantenere perfette le tarature degli apparati. Si rende così impossibile o difficilissimo il rapido cambio dell'onda di lavoro, che per contro costituisce una operazione indispensabile per sfuggire sia al disturbo che alla intercettazione nemica, cioè per lottare con probabilità di successo contro le insidie radioelettriche nemiche.

Col dispositivo isoonda chi sente essendo automaticamente in condizione di farsi sentire, la presa o la ripresa di contatto diventa immediata. Inoltre questa pressochè perfetta coincidenza delle onde di lavoro riduce al minimo la larghezza dei canali e la conseguente possibilità di reciproci disturbi.

Si realizza l'isoonda mediante un circuito speciale che viene collegato sia alle valvole di ricezione che a quelle di trasmissione, ma viene eccitato in due modi diversi, in trasmissione e in ricezione. Appositi compensatori e appositi quarzi risonatori, di cui i più recenti sono a luminescenza, permettono sia di correggere le eventuali differenze di onda tra trasmissione e ricezione, sia di verificare e rettificare la taratura della stazione.

Speciali dispositivi di controllo permettono inoltre di uguagliare le onde di trasmissione delle varie stazioni della maglia all'onda di trasmissione del capo-maglia, il quale a questo scopo deve soltanto emettere per qualche secondo un segnale continuo.

5. - Colla realizzazione della isoonda è stato possibile introdurre un altro perfezionamento, consistente nel cosidetto semi-duplex telegrafico, cioè nella possibilità, da parte di chi è in ricezione, radiotelegrafica, di interrompere il corrispondente che trasmette, per chiedere una ripetizione o comunque per informarlo sull'andamento della ricezione. Questo dispositivo permette di realizzare una economia nella durata delle comunicazioni che può raggiungere il 30 %.

6. - La giustificazione dell'aereo a telaio è data dalla necessità di realizzare, col minimo disturbo reciproco, i nodi di comunicazione presso i comandi più importanti; cioè di far funzionare, contemporaneamente senza reciproco disturbo, varie stazioni poste

a pochi metri di distanza tra loro, le quali comunicano contemporaneamente, naturalmente su onde diverse, con le stazioni della propria maglia.

La maglia, com'è noto, è il complesso di stazioni che comunicano tra di loro sulla stessa onda.

L'organizzazione delle reti a maglie e a nodi, quale occorre nei minori reparti tattici, sarebbe molto difficile con stazioni aventi aerei ad antenna. Per contro la esistenza di posizioni di mutua induzione nulla tra telai vicini permette di far funzionare vicinissime tra loro le stazioni a telaio.

La nozione di mutua induzione nulla deriva dalle seguenti considerazioni: Se due telai verticali fanno, rispettivamente con la congiungente i loro centri, due angoli $\alpha$ e $\beta$, e la congiungente fa un angolo $\gamma$ con l'orizzontale, il coefficiente di mutua induzione è dato da (*):

$$M = \frac{S_1 S_2 N_1 N_2}{D^3} (2 \operatorname{sen} \beta \operatorname{sen} \alpha - \cos \beta \cos \alpha - 3 \operatorname{sen} \alpha \operatorname{sen} \beta \operatorname{sen}^2 \gamma)$$

Segue che per ogni valore di $\alpha$ e $\gamma$ si trova sempre un valore di $\beta$ che annulla la $M$. È classica la regola dei 35°16' che risolve il caso di mutua induzione nulla per due telai o due bobine aventi gli assi paralleli: l'angolo suddetto è quello che la congiungente i due centri dei telai deve fare con i due piani dei telai paralleli, supposto il terreno orizzontale.

Casi analoghi si possono risolvere sulla carta, ma meglio ancora sul terreno, muovendo i telai fino ad ottenere l'estinzione del disturbo, il che si ottiene normalmente senza indebolire troppo la ricezione lontana, dato che la direzionalità del telaio come ricevente R. T. è critica solo nella direzione esattamente perpendicolare al suo piano.

7. - È in proposito da osservare che la espressione sopracitata del coefficiente di mutua induzione è basata sulla ipotesi della induzione pura, quale può ritenersi quasi corrispondente alla realtà a distanze del telaio minori di circa $\frac{1}{10}$ di onda, mentre a di-

(*) L. SACCO. - *Bollettino R. T. del R. E.*, luglio 1926 - Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni del C. N. R. 1929, pag. 159.
R. MESNY-*Usage des cadres et radiogoniometrie*, 1925 - Paris - pag. 89.

stanze superiori a circa 5 lunghezze d'onda prevale il fenomeno della radiazione, in base al quale la direzione di ricezione nulla risulta in ogni caso quella perpendicolare alla direzione di provenienza dei segnali.

Ora nelle reti campali le distanze tra le stazioni del nodo non sono generalmente nè molto minori di $\frac{\lambda}{10}$ nè molto maggiori di $5\lambda$. Le stazioni si trovano perciò di solito proprio nelle regioni in cui i due fenomeni ora ricordati non hanno una netta prevalenza l'uno sull'altro.

Lo studio del comportamento in questo caso si basa sulle relazioni che danno i valori delle componenti dei campi magnetico ed elettrico del telaio a distanza di alcuni diametri del telaio stesso.

Esse sono:

$$E_t = \frac{120\,\pi\,h\,I_o}{\lambda\,r}\left(\operatorname{sen} u - \frac{\lambda}{2\pi r}\cos u\right)\operatorname{sen}\theta$$

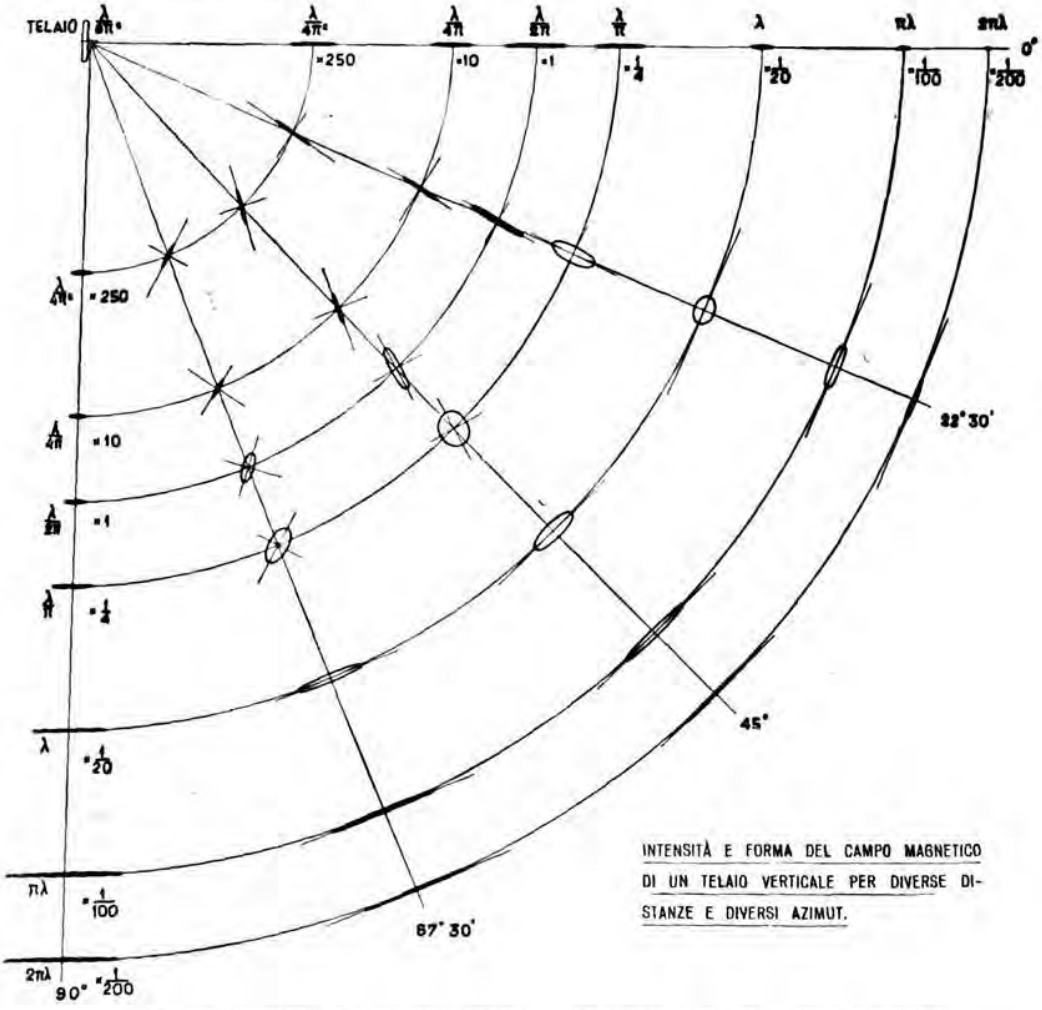
$$H_r = \frac{4\,h\,I_o}{10^3\,r^2}\left(\cos u + \frac{\lambda}{2\pi r}\operatorname{sen} u\right)\cdot\cos\theta$$

$$H_n = \frac{4\,\pi\,h\,I_o}{10^3\,r\,\lambda}\left(\operatorname{sen} u - \frac{\lambda}{2\pi r}\cos u - \frac{\lambda^2}{4\,\pi^2\,r^2}\operatorname{sen} u\right)\operatorname{sen}\theta$$

in cui $E_t$ è il campo elettrico (verticale, positivo verso l'alto); $H_r$ la componente radiale (positiva verso il centro) e $H_n$ la componente normale del campo magnetico, entrambe orizzontali ed alla distanza $r$ dal centro del telaio; $\theta$ è l'angolo della direzione di propagazione con la normale al piano del telaio condotta pel suo centro; $I_o$ l'ampiezza della corrente del telaio: $I = I_o \operatorname{sen}\omega t$ il valore istantaneo della corrente: $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi c}{\lambda}$; $\lambda$ la lunghezza d'onda: $u = \left(\omega t - \frac{2\pi r}{\lambda}\right)$; $h$ l'altezza efficace del telaio $= \frac{2\pi NA}{\lambda}$, con $A$ = area del telaio; $N$ = numero di spire. Tutto nel sistema volt, ampere, metri, gauss.

È chiaro che nelle regioni in cui i termini in $u$ non hanno ampiezze molto diverse tra loro, il campo magnetico, risultante delle due componenti $H_r$ e $H_n$, è ellittico, dato che tali componenti, nornali tra loro, non sono in fase. La ellisse orizzontale

di polarizzazione si ottiene eliminando la $u$ tra le due espressioni e il risultato del relativo calcolo è riassunto nella figura annessa (*).




INTENSITÀ E FORMA DEL CAMPO MAGNETICO DI UN TELAIO VERTICALE PER DIVERSE DISTANZE E DIVERSI AZIMUT.

Nella figura é rappresentato schematicamente l'andamento, nel piano orizzontale, del campo magnetico dovuto ad un telaio verticale disposto come in figura.

(*) Calcoli e disegni eseguiti dal Capotecnico M. Bartolozzi della Officina Militare di R. T. ed E. T.

Su successivi archi di cerchio sono rappresentati i campi magnetici risultanti nei varii azimut ed alle distanze $\frac{\lambda}{4\pi^2}$; $\frac{\lambda}{4\pi}$; $\frac{\lambda}{2\pi}$; $\frac{\lambda}{\pi}$; $\lambda$; $\pi\lambda$; $2\pi\lambda$; riportate in scala logaritmica.

Le dimensioni delle ellissi di polarizzazione vanno moltiplicate rispettivamente per 250; 10; 1; $\frac{1}{4}$; $\frac{1}{20}$; $\frac{1}{100}$; $\frac{1}{200}$; per fornire, in una scala arbitraria, le corrispondenti intensità del campo magnetico.

Risulta dalla teoria e dalla figura che il campo è esattamente rettilineo solo in corrispondenza del piano del telaio (azimut = 90°), e sulla normale ad esso passante pel suo centro (azimut = 0°). La ellisse è pure molta schiacciata, e quindi degenera praticamente in un segmento di retta qualunque sia l'azimut, a distanze uguali o minori di $\frac{\lambda}{4\pi}$, oppure a distanze uguali o maggiori di $2\pi\lambda$.

Nella regione intermedia (ed esclusi gli azimut 0° e 90°), si ha sempre una ellisse di polarizzazione. Si ha perciò una direzione di minima ricezione col telaio ricevente disposto sull'asse maggiore della ellisse (minimo flusso entrante nel telaio), una direzione di massima ricezione col telaio ricevente disposto sull'asse minore della ellisse (massimo flusso entrante), ma non si ha una direzione di ricezione nettamente nulla (1). Questa si ottiene perciò, nella regione intermedia considerata, solo disponendo il telaio ricevente sul piano verticale perpendicolare al telaio trasmittente e passante pel suo centro; oppure disponendo lo stesso telaio ricevente col suo centro sul piano del telaio trasmittente, ma perpendicolare a tale piano.

8. - Sulla efficenza del telaio come radiatore e come captatore di onde e. m. le idee non sono forse sufficientemente chiare. È una nozione comune che il telaio è molto meno efficiente dell'antenna

---

(1) Col campo ellittico la ricezione è proporzionale a $\sqrt{A^2\cos^2\alpha + B^2\operatorname{sen}^2\alpha}$; $A$ e $B$ semiassi della ellisse: per $B = o$ si ha il campo rettilineo.

La formola $h_t = \frac{2\pi NA}{\lambda}$ che dà l'altezza equivalente del telaio di area $A$ e di $N$ spire ribadisce questo concetto, il quale tuttavia non è completo. La equivalenza contenuta nella formola é infatti lungi dall'essere reale, specialmente nelle piccole stazioni campali, in quanto essa suppone una parità di condizioni difficilmente realizzabile.

Possiamo convincersene paragonando il rendimento di due posti trasmittenti aventi la stessa alimentazione anodica alle valvole generatrici, ed aventi, in ricezione, lo stesso complesso di valvole riceventi.

9. - Sia $W$ la potenza anodica fornita alle valvole, supposte uguali, di un posto a telaio e di un posto ad antenna. Il telaio costituisce la induttanza del circuito generatore, mentre l'antenna dovrà essere lascamente accoppiata al circuito generatore, per evitare che le variabili condizioni dell' antenna influiscano sulla frequenza generata. Ciò fa si che il circuito del telaio, unico e di piccolissima resistenza ohmica, consente un forte rendimento nella generazione, mentre l'antenna, richiedendo l'impiego di una induttanza per l'accoppiamento e comprendendo la resistenza della terra, relativamente elevata, riduce la possibilità di un elevato rendimento della valvola, mentre introduce un'ulteriore riduzione nel rendimento pel fatto dell'accoppiamento lasco che deve unire il circuito generatore con la antenna. Grosso modo si può ritenere 60 ÷ 70 % il rendimento $\eta_i$ della valvola sul telaio: 50 ÷ ÷ 60 % ciascuno dei due rendimenti dell'antenna (rendimento della valvola $\eta_a'$ e rendimento dell' accoppiamento $\eta_a''$): quindi approssimativamente:

$$\eta_t = 2\,\eta_a'\,\eta_a'' = 2\,\eta_a$$

10. - Ciò posto cerchiamo di calcolare approssimatamente i rendimenti, in trasmissione e in ricezione, dei due tipi di aerei in questione.

Siano $R_t$ ed $R_a$ le resistenze del telaio e dell'antenna; $A$ l'area del telaio; $N$ le spire; $h_a$ l' altezza effettiva della parte verticale dell'antenna; $\alpha$ il fattore di forma dell'antenna, $I_a$ e $I_t$ le correnti efficaci di radiofrequenza rispettivamente nell' antenna e nel telaio.

Calcoliamo le due forze cimomotrici $E_a$ ed $E_t$, di cui i quadrati sono proporzionali alle energie irradiate (*), abbiamo:

antenna $\quad R_a I_a^2 = \eta_{ia} W$

telaio $\quad R_t I_t^2 = \eta_{it} W$

e quindi, ricordando le espressioni della forza cimomotrice nei due casi:

$$E_a = \frac{120 \pi \alpha h_a I_a}{\lambda} = \frac{120 \pi \alpha h_a}{\lambda} \sqrt{\frac{\eta_{ia} W}{R_a}}$$

$$E_t = \frac{240 \pi^2 NA I_t}{\lambda^2} = \frac{240 \pi^2 NA}{\lambda^2} \sqrt{\frac{\eta_{it} W}{R_t}}$$

da cui:

$$\frac{E_t}{E_a} = \frac{2 \pi NA}{\lambda \alpha h_a} \sqrt{\frac{\eta_{it} R_a}{\eta_{ia} R_t}} = \frac{h_t}{\alpha h_a} \sqrt{\frac{\eta_{it} R_a}{\eta_{ia} R_t}}$$

La efficacia relativa del telaio rispetto all'antenna non è dunque misurata dal rapporto $\frac{h_t}{h_a}$, ma dal medesimo moltiplicato per il fattore:

$$\beta = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{\eta_{it} R_a}{\eta_{ia} R_t}}$$

Come esempio prendiamo una stazione a telaio di area $A = 1$ m$^2$ ad una sola spira e che lavora su $\lambda = 125$ m. con $R_t = 0{,}2$ ohm. La resistenza di terra di una piccola stazione campale non è mai minore di $30 \div 40$ ohm: se quindi si ammette come valori molto verosimili $\alpha = \frac{4}{5}$ ; $\frac{\eta_{it}}{\eta_{ia}} = 2$; $\frac{R_a}{R_t} = 200$ ne segue:

$$\beta = \frac{5}{4} \sqrt{400} = 25$$

Se $h_t = \frac{2 \pi A}{\lambda} = \frac{2 \pi}{125} = 0{,}05$ m. ne segue che per avere $E_t = E_a$ si deve fare $h_a = 1{,}25$ m.. Un telaio di 1 m. per 1 m.

(*) L. Sacco. - Forza cimomotrice e distanza virtuale. - Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni del C. N. R. 1929, pag. 88. — *Bollettino R. T. del R. E.* - aprile 1926.

equivale dunque, in trasmissione, nelle condizioni suddette di impiego, ad un'antenna alta circa 1,25 m.: senza contare che questa cifra rappresenta solo la parte verticale dell'antenna, mentre che per ridurre l'induttanza aggiunta a valori ragionevolmente piccoli ed ottenere un coefficiente $\alpha$ di forma dell'ordine di 0,8, quale si è ammesso (*), occorre dare all'antenna uno sviluppo della parte orizzontale di almeno $8 \div 10$ m., il che implica un ulteriore notevole ingombro; ed è inoltre necessaria una buona presa di terra.

11. - Vediamo in ricezione. Se $F$ è il campo in V/m ed $h_t = \frac{2\pi NA}{\lambda}$ l'altezza equivalente del telaio, la f. e. m. agente sul telaio è $E_t = \frac{2\pi NA}{\lambda} \cdot F$.

Se $h_a$ è l'altezza effettiva della parte verticale della antenna ed $\alpha$ il fattore di forma, la f. e. m. agente sull'antenna è $E_a = \alpha h_a \cdot F$.

La corrente nel telaio accordato sarà:

$$I_t = \frac{2\pi NA}{\lambda} \frac{F}{R_t}$$

e la d. d. p. al suo condensatore $C_t$ sarà, in valore assoluto:

$$V_{ct} = \frac{2\pi NA}{\lambda} \frac{F}{R_t} \cdot \frac{1}{\omega C_t}$$

La corrente nell'antenna accordata sarà $I_a = \frac{\alpha h_a F}{R_a}$. La f. e. m. indotta nel circuito secondario sarà in valore assoluto:

$$E = \omega M I_a = \omega M \frac{\alpha h_a F}{R_a}$$

e la corrente del secondario accordato, di resistenza $R_2$ sarà:

$$I_a = \frac{E}{R_2} = \frac{\omega M \alpha h_a F}{R_2 R_a}$$

---

(*) Vedi *Bollettino R. T.*, settembre-dicembre 1933-XII. - L. SACCO. - Sul fattore di forma delle antenne r. t. - pag 256.

da cui si deduce la d. d. p. al condensatore $C_2$ collegato alla griglia della valvola d'ingresso:

$$V_{ca} = \frac{\omega M \alpha h_a F}{R_2 R_a \omega C_2}$$

Ora è noto che l'accoppiamento ottimo per il ricevitore è dato, approssimativamente, dalla relazione $\omega M = \sqrt{R_2 R_a}$, cosicchè:

$$V_{ca} = \frac{\alpha h_a F}{\sqrt{R_2 R_a}\, \omega C_2}$$

Dunque:

$$\frac{V_{ct}}{V_{ca}} = \frac{2 \pi N A}{\lambda \alpha h_a} \cdot \frac{C_2}{C_t} \cdot \frac{\sqrt{R_a R_2}}{R_t} = \frac{h_t}{\alpha h_a} \cdot \frac{C_2}{C_t} \cdot \frac{\sqrt{R_a R_2}}{R_t}$$

Normalmente $C_t$ sarà $> C_2$: posto $C_t = 2 C_2$ e $\alpha = \frac{4}{5}$ e considerando come verosimili $R_a$ (*) $= 50$; $R_2 = 12$; $R_t = 0{,}2$ risulta, nell'esempio già considerato:

$$\frac{V_{ct}}{V_{ca}} = 75 \cdot \frac{h_t}{h_a}$$

cioè il telaio precedente (di altezza equivalente 0,05 m.) equivale in ricezione ad un aereo alto circa 3,75 m., naturalmente munito, per quanto abbiamo visto, di una parte orizzontale di almeno $8 \div 10$ m. di sviluppo e di una buona presa di terra.

Considerata globalmente la stazione a telaio, di 1 m. per 1 m., funzionante su 125 m. d'onda, equivale dunque ad una stazione della stessa potenza e munita di una antenna alta più di 2 metri, sviluppata, in lunghezza, almeno $8 \div 10$ volte le dimensioni del telaio, e munita di una buona presa di terra o di un contrappeso.

12. - Si aggiunga, come non trascurabile prerogativa del telaio, di fronte all'antenna, che esso è molto meno sensibile dell'antenna ai disturbi impulsivi, per il fatto di avere un fattore di smorza-

---

(*) La resistenza $R_a$ in ricezione è maggiore di solito di quella in trasmissione, impiegandosi in ricezione, fili più fini e bobine più piccole per le induttanze aggiunte di accordo.

mento $\frac{R}{2L}$ molto più piccolo (*) e pel suo carattere direttivo che riduce i disturbi provenienti dalla direzione di minima ricezione. Ciò permette di mantenere il collegamento in condizioni atmosferiche molto più gravi di quelle che sarebbero ammissibili con aerei ad antenna.

Infine un pregio non indifferente del telaio è la notevole stabilità delle frequenze emesse che permette uno sfruttamento intensivo della gamma delle frequenze disponibili, e che con l'antenna si può ottenere solo con dispositivi relativamente molto complicati.

Tutto ciò, d'altra parte non è che una conferma di quanto in pratica è stato abbondantemente provato, e cioè che per le onde dell'ordine di 100 ÷ 200 m. e per piccole portate, il telaio è più conveniente di una piccola antenna anche dal punto di vista radioelettrico, mentre ne è evidentemente superiore dal punto di vista militare, per la minore vulnerabilità, per la indipendenza dal terreno, per la possibilità, che esso conferisce alle stazioni, di poter funzionare in locali chiusi, nonchè durante le marce, sulle spalle di un portatore, o sul dorso di un mulo, o su una motocarrozzetta, o su di un autocarro.

13. - Viene talvolta rimproverata al telaio, come un difetto, la sua caratteristica dirigibilità, dicendo che essa potrebbe in qualche caso far perdere una chiamata se questa proviene da una direzione di minima ricezione.

Ma a parte che è facile munire le stazioni di telaio girevole, o comunque di renderle facilmente orientabili, si può osservare che il loro carattere dirigibilità non è affatto critico.

In quasi tutte le stazioni a telaio si ha infatti un effetto di antenna dipendente dalla asimmetria del collegamento degli estremi del telaio, uno dei capi essendo generalmente messo alla massa. Quando questa massa è collegata in modo efficiente ad una buona presa di terra, l'effetto di antenna cresce, e può rendersi massimo inserendo una induttanza appropriata nel detto collegamento con la terra. Il valore di tale induttanza ottima è all'incirca quello che

(*) I disturbi alle radioaudizioni. - L. SACCO. - *Bollettino R. T.*, N.i 4-5 - 1928-VI - Appendice: I disturbi impulsivi.

si deduce dalla relazione $L = \frac{1}{\omega^2 C_t}$ in cui $C_t$ è la capacità del telaio verso terra.

Per contro l'effetto di antenna può ridursi tenendo bene isolata tutta la stazione dalla terra, il che permette di aumentarne la dirigibilità, quando essa occorresse per eliminare o ridurre disturbi o interferenze.

14. - È possibile farsi un'idea abbastanza esatta della entità dell'effetto di antenna rilevando su terreno piano e sgombro la diminuzione di intensità del segnale che si ha:

*a)* spostando il telaio ricevente dalla direzione di massima a quella di minima ricezione, mentre il telaio trasmittente lontano è mantenuto nella direzione di massima emissione verso il posto ricevente;

oppure:

*b)* spostando il telaio trasmittente dalla direzione di massima a quella di minima emissione verso il posto ricevente, mentre il telaio di questo è mantenuto nella direzione di massima ricezione verso il posto emittente.

Misurando in punti di intensimetro la massima $M$ e la minima $m$ intensità dei segnali, si può dedurre il rapporto tra l'effetto di antenna e quello di telaio, cioè tra le due intensità $T$ e $A$ del campo emesso (caso $b$), o della corrente ricevuta (caso $a$).

Basta osservare che i due effetti sono tra loro in quadratura e che nella posizione di minima si ha il solo effetto di antenna $A$ mentre in quella di massima si ha la risultante $\sqrt{A^2 + T^2}$ dei due.

Le intensità dei segnali obbedendo alla legge di Fechner (*) si ha:

$$M - m = \lg_e \frac{\sqrt{A^2 + T^2}}{A}$$

da cui:

$$\frac{T}{A} = \sqrt{e^{2(M-m)} - 1},$$

(*) *Bollettino R. T. del R. E.*, marzo 1928-VI - L. Sacco - Un intensimetro logaritmico.

Ad es. per $\frac{A}{T} = \frac{1}{20}$ si ha $M - m = 3$; dunque la differenza di 3 punti tra massima e minima ricezione indica un'effetto di antenna pari ad $\frac{1}{20}$ del massimo effetto di telaio.

15. - Si può pure dedurre un altro valore del rapporto $\frac{A}{T}$ misurando le correnti di alta frequenza $I_o$ ed $I_a$ che si hanno ai due estremi del telaio in trasmissione. Se $I_a > I_o$ si può dimostrare che sussiste la relazione

$$\frac{A}{T} = \frac{I_a - I_o}{I_o} \cdot \frac{\lambda}{\pi a}$$

in cui $\lambda$ è la lunghezza d'onda (in metri) ed $a$ la lunghezza del telaio (in metri). Questa relazione permette di verificare, in laboratorio, l'effetto di antenna ottenibile in campagna.

16. - La introduzione della radiotelefonia nelle piccole stazioni radio campali ha sollevato nuove questioni tecniche derivanti dal fatto che nella ricezione radiotelefonica non si può sfruttare la selezione acustica dei segnali, che riesce tanto vantaggiosa nella ricezione telegrafica per eliminare le interferenze. Il problema delle interferenze tra le maglie e nei nodi di stazioni radiotelefoniche ha perciò richiesto uno studio speciale dei ricevitori.

Il ricevitore a reazione che fornisce una curva di risonanza molto acuta ma che si allarga alla base, è adatto per ridurre le interferenze tra maglie che impieghino frequenze molto vicine tra loro, poichè queste riescono selezionate dalla acuità della curva di risonanza.

Il ricevitore a supereterodina, che fornisce di solito una curva più ottusa e larga in prossimità della risonanza, ma relativamente stretta alla base, è specialmente adatto per eliminare le interferenze nei nodi, nei quali si impiegano sempre frequenze abbastanza diverse, che riescono attenuate dalla ripidità dei due rami della curva di risonanza.

Per le stesse ragioni la supereterodina è meno adatta alla eliminazione delle interferenze, anche relativamente deboli, dovute

a frequenze molto tra loro vicine, quali sono quelle impiegate fra le maglie più o meno tra loro distanti; mentre il ricevitore a reazione è meno adatto alla eliminazione di interferenze potenti, anche se provenienti da frequenze molto tra loro diverse, quali sono quelle impiegate nei nodi.

Tenuto conto delle caratteristiche più strettamente militari dei due tipi di ricevitori (costo, peso, ingombro, numero e tipo di valvole, consumi di alimentazione, ecc.) la loro scelta risulta subordinata, di volta in volta, alle speciali condizioni di impiego.

17. - Una esigenza comune a tutti i ricevitori radiotelefonici è la necessità della amplificazione in alta frequenza, indispensabile per ottenere portate sufficienti senza aumentare eccessivamente la mole delle stazioni.

L'aumento di sensibilità nella ricezione, conseguenza dell' amplificazione in *A. F.*, aumenta però la sensibilità delle stazioni anche nei riguardi dei disturbi e delle interferenze, occasionali o provocate dal nemico. Per contro la riduzione della potenza in trasmissione, consentita dalla aumentata sensibilità del ricevitore, riduce la possibilità di intercettazione da parte del nemico.

18. - Questi brevi cenni dimostrano come le caratteristiche militari e quelle tecniche delle stazioni radio sono tutte tra loro strettamente legate; d'onde la necessità che i loro legami siano tenuti presenti sia da chi deve progettare stazioni radio destinate a impieghi militari, sia da chi deve impiegarle in presenza del nemico.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

# Disturbi dei telescrittori sui ricevitori r. t. e modo di ridurli

Con la distribuzione di telescrittori (macchine telegrafiche stampanti, con trasmissione a tastiera e ricezione in linguaggio chiaro, ad elevato rendimento) ai reparti telegrafisti e col loro impiego nelle reti di collegamento delle grandi unità, è sorto il problema della eliminazione, od almeno della riduzione dei disturbi prodotti da tali macchine sui ricevitori radiotelegrafici.

I telescrittori, a causa della loro costituzione meccanica ed elettrica e del loro modo di funzionamento, danno luogo a scintillamenti numerosi e sistematici e comunque a perturbazioni periodiche smorzate a frequenza elevatissima (onde corte) che, irradiandosi dalla macchima in funzione e dalla sua linea di collegamento col posto corrispondente, disturbano fortemente la ricezione dei posti r. t. trovantisi nelle vicinanze sia della stazione telescrivente che della linea. D'altra parte la eventualità di tale vicinanza può presentarsi nell'organizzazione e nel funzionamento di un servizio di trasmissioni a filo e senza filo, in pace e più ancora in guerra, in dipendenza delle esigenze dei comandi e reparti o delle limitazioni imposte dal terreno. È apparso quindi necessario studiare dispositivi di smorzamento dei disturbi tali da consentire entro spazi limitati il funzionamento contemporaneo dei due tipi di materiale.

I disturbi dei telescrittori sono dovuti: alle spazzole del motore, al regolatore di velocità di questo, alla levetta degli impulsi, alla levetta di commutazione automatica trasmissione-ricezione, all'interruttore a tempo, ecc. . . . Sorgenti di irradiazione di tali disturbi sono i punti di scintillamento e le porzioni di circuito relativi agli organi sopra accennati, le linee di alimentazione e di collegamento dei telescrittori; linee e porzioni di circuito lungo le parti si propagano le perturbazioni disturbatrici.

L'intensità dei disturbi dipende: dalla regolazione e dallo stato di manutenzione degli organi della macchina; dal modo di funzionamento di questa (a semplice o a doppia corrente); dal tipo di circuito (misto o metallico) di collegamento fra i telescrittori; dalla posizione relativa di tale circuito e di quello di alimentazione delle macchine rispetto al posto r. t.

L'intensità di percezione dei disturbi da parte del posto r. t. dipende, come è ovvio, dalle caratteristiche di questo, e particolarmente dalla sensibilità del ricevitore adoperato; dal tipo, dimensioni ed orientamento dell'aereo; dalle lunghezze d'onda di servizio; dalla già accennata posizione relativa del posto r. t. rispetto alla stazione telescrivente e alla linea a questa connessa.

In considerazione di quanto ora accennato si è cercato di ridurre l'intensità dei disturbi agendo sul telescrittore e più particolarmente sugli organi che originano ed irradiano i disturbi stessi.

Si è pertanto eseguita una lunga ed accurata serie di prove intesa a stabilire il grado di pratica efficacia dei numerosi circuiti di smorzamento studiati, costituiti da resistenze, capacità, induttanze di valori diversi e variamente accoppiate.

1° - *Circuiti di smorzamento relativi ai disturbi del motore e del regolatore di velocità.*

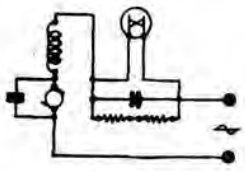


*Fig 1.*

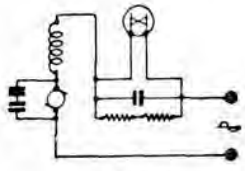


*Fig. 2.*

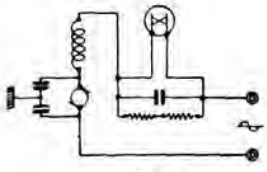


*Fig. 3.*

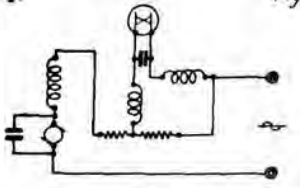


*Fig. 4.*

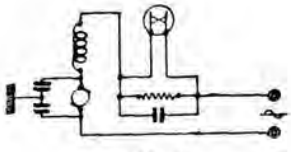


*Fig 5.*

II° - *Circuiti di smorzamento relativi alla levetta degli impulsi ed alla levetta di commutazione automatica trasmissione-ricezione.*

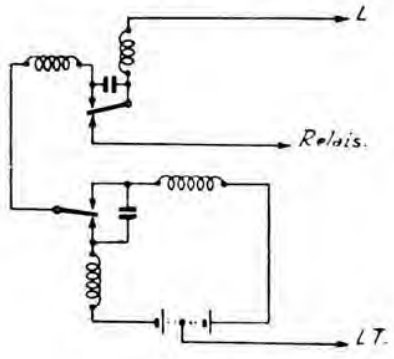



Fig. 6.

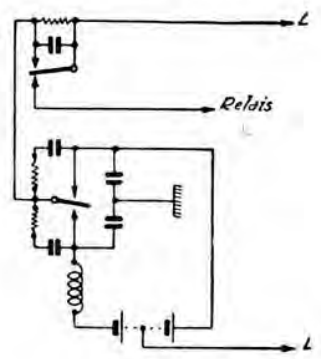



Fig. 7.

III° - *Circuiti di smorzamento relativi agli organi innanzi accennati ed alle linee di alimentazione e di collegamento dei telescrittori.*

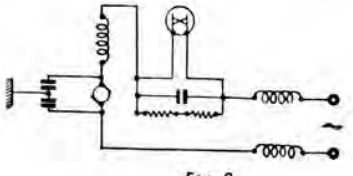


Fig. 8.

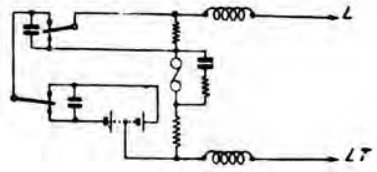



Fig. 9.

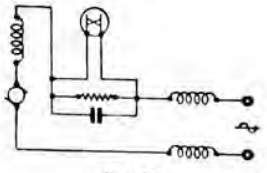


Fig. 10.

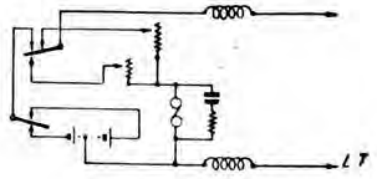



Fig. 11

Le prove con ciascuno di tali circuiti sono state eseguite sia in laboratorio che in campagna su linee permanenti e volanti, in in condizioni di impiego più prossime a quelle che potranno verificarsi, anche nei casi più sfavorevoli, nella pratica dei collega-

menti a filo e senza filo. I ricevitori impiegati sono stati quelli già regolamentari o sperimentalmente allestiti dall'Officina R. T.

Da tali prove è risultato che il dispositivo di smorzamento più conveniente, *in relazione sia al grado di attenuazione dei disturbi, sia alle modifiche ed aggiunte che importa al telescrittore, e conseguentemente al modo di funzionamento, all'ingombro, peso e costo di questo*, è quello rappresentato dalle figg. 10 e 11. Esso è costituito da due induttanze disposte in serie sulla linea di alimentazione e da due induttanze, pure disposte in serie, sulla linea di collegamento dei telescrittori in corrispondenza. Le prime sono del tipo e ciambella ed hanno le caratteristiche: filo di rame da 1 m/m; R = 0,7 ohm.; L = 800 $\mu$ H; le seconde sono del tipo a fondo di paniere ed hanno le caratteristiche: filo di rame da 4/10; R = 11,50 ohm; L = 14 mH.

Con tale dispositivo è possibile far funzionare un posto r. t., anche se di elevata sensibilità (quale ad esempio la stazione radiotelefonica Isocima) e con aereo a telaio abbastanza ampio e svantaggiosamente orientato, alla distanza di circa 10 ÷ 15 metri dalla stazione telescrivente disturbatrice e dalla linea di collegamento di questa alla corrispondente, distanza che potrà essere anche minore per ricevitori meno sensibili (ad esempio il tipo R. A. 1) e dovrà essere maggiore per ricevitori più sensibili dell'Isocima e sopratutto se funzionanti con onde corte.

A distanza di 500 e più metri dalla stazione telescrivente il disturbo provocato dalla propagazione sulla linea può ritenersi praticamente inefficace e quindi eliminato l'obbligo del distanziamento del posto r. t. ricevente dalla linea stessa.

L'efficacia del dispositivo realizzato è stata anche quotidianamente dimostrata dalla contemporaneità di funzionamento di telescrittori e di apparecchi r. t. riceventi situati in locali vicini di uno stesso fabbricato.

Il grado di attenuazione dei disturbi consentito dal dispositivo di che trattasi potrebbe essere ulteriormente accresciuto sia pure in piccola misura, qualora si ricorresse all'accurata schermatura e delle singole parti del telescrittore e della linea di alimentazione e di collegamentazione per alcune centinaia di metri. Il miglioramento conseguibile (e che permetterebbe avvicinare ancora

di qualche metro il posto r. t. alla stazione telescrivente) non appare però proporzionato agli inconvenienti di maggiore peso, ingombro e costo che deriverebbero dalle schermature dei telescrittori e dei materiali di linea.

A completamento di quanto innanzi esposto si soggiunge che mentre il funzionamento di telescrittori senza dispositivo contro i disturbi rende faticosa, se non addirittura impossibile, la ricezione dei posti r. t. situati a distanze anche dell'ordine del centinaio di metri, coll'impiego del dispositivo illustrato, i disturbi si attenuano fortemente tanto da rendere possibile la coesistenza di posti r. t. e telescrittori in un raggio di $10 \div 20$ metri circa.

ing. GENNARO RUOCCO
MAGGIORE DEL GENIO

# Modulazione e bande laterali

**SOMMARIO.** - *L'A. mostra quali possono essere le varie rappresentazioni grafiche ed il significato fisico della modulazione di ampiezza, della modulazione di frequenza e delle bande laterali; e ciò non allo scopo di fornire una prova della realtà di quest'ultime, ma soltanto per tentare di chiarire i concetti relativi alle espressioni matematiche che rappresentano i fenomeni di cui tratta.*

## 1° - PREMESSA.

Il fenomeno della modulazione di ampiezza e di frequenza di un'onda elettromagnetica continua, generata con lo scopo di trasmettere a distanza parole, suoni o segni convenzionali, è stato ampiamente trattato in forma analitica da vari autori (cfr. p. es. VAN DER POL - Proc. IRE, luglio 1930).

Ora invece si tenterà in questa nota di arrivare alle stesse conclusioni, alle quali si è giunti con l'ausilio del calcolo, esaminando il fenomeno della modulazione dal punto di vista fisico. A tale scopo anzichè considerare dei circuiti oscillanti e partire dalle equazioni che determinano l'andamento delle correnti in essi generate, restando nel campo della elettrodinamica elementare, immagineremo che le oscillazioni di cui si tratta non siano altro che correnti alternate generate da alternatori a radiofrequenza. Si tratterà evidentemente di alternatori ideali che verranno indicati schematicamente; tuttavia non è inverosimile che tali macchine possano anche essere realmente progettate e costruite. Consideriamo in primo luogo il dispositivo atto a produrre una corrente rappresentata dalla formula:

$$a \operatorname{sen} p\,t \cos n\,t = \frac{a}{2} \operatorname{sen} (p+n)\,t + \frac{a}{2} \operatorname{sen} (p-n)\,t$$

---

(1) Articolo pubblicato dal «*Wireless Engineer and E. W.*» - Volume VIII, n. 96 - settembre 1931.

cioè di una corrente somma di due correnti sinusoidali aventi uguale ampiezza massima. Si abbia (fig. 1-a) un campo magnetico $F$ fisso e costante ed in esso un rotore che giri con velocità angolare tale da compiere $\frac{p}{2\pi}$ rotazioni complete in un secondo.

La frequenza della tensione alternata generata ai capi delle sue spire è perciò $\frac{p}{2\pi}$, la sua ampiezza massima è costante ed il suo valore istantaneo è: $a = A \operatorname{sen} p\,t$.

Si ha così un sistema che, se fosse irradiante, emetterebbe delle onde persistenti; onde che sono rappresentate nella figura 1-b.

Ora, nel dispositivo considerato, sostituiamo il campo fisso $F$ con due campi $F_1$ e $F_2$ di intensità costante, ma ruotanti lenta-

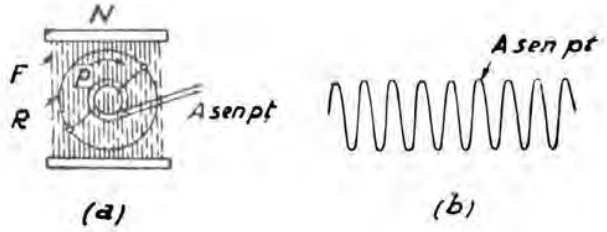



FIGURA 1 (a) e (b).

mente intorno al rotore in opposte direzioni e con velocità $\frac{n}{2\pi}$ (cfr. fig. 2). All'uscita del rotore si avrà una tensione alternata di frequenza $\frac{p+n}{2\pi}$ dovuta ad $F_1$ e una di frequenza $\frac{p-n}{2\pi}$ dovuta ad $F_2$. L'insieme dei campi rotanti $F_1$ e $F_2$ può essere considerato equivalente ad un unico campo $F$ fisso e di ampiezza alternativamente variabile con frequenza $\frac{n}{2\pi}$; e ciò è mostrato nel diagramma vettoriale della figura 2-a. Infatti, quando i due campi rotanti coincidono, i loro effetti si sommano, mentre si neutralizzano quando sono in opposizione. L'effetto risultante da questo

dispositivo è rappresentato graficamente dalla figura 2-c. È di considerevole importanza, per quanto sarà detto più avanti, il fenomeno che si osserva nei punti segnati con una freccia nella figura 2-c; si ha in questi punti una inversione di fase, dovuta all'azione della fase di sen $(p + n)$ in quella di sen $(p - n)$.

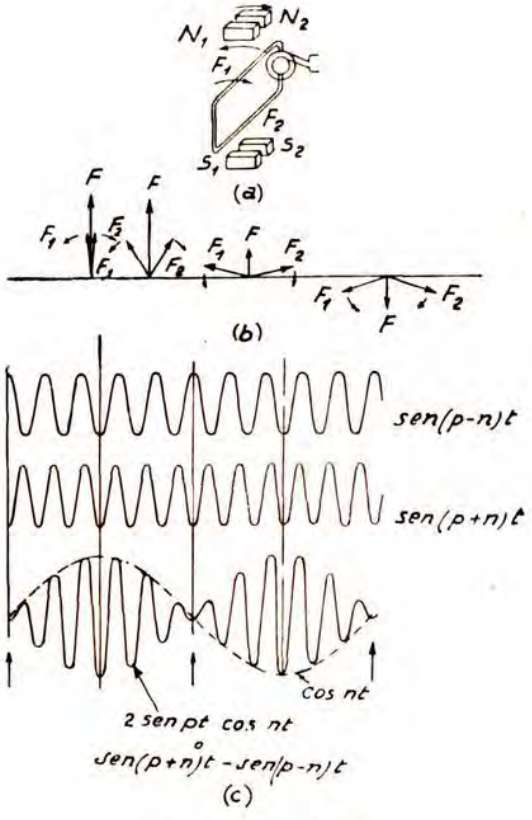



FIGURA 2 (a), (b) e (c).

Inoltre si osservi che in tale risultante compaiono due frequenze: $\frac{P}{2\pi}$ dipendente dalla velocità di rotazione del rotore, e $\frac{n}{2\pi}$ che è una risultante della somma vettoriale di sen $(p + n)$ e

sen $(p - n)$ (1). Si ha così una oscillazione che non è più sinusoidale pura come quella della figura 1-b; in quanto, se la frequenza è ancora $\frac{p}{2\pi}$, l'ampiezza varia con frequenza $\frac{n}{2\pi}$, talchè l'onda risulta distorta specialmente in corrispondenza dei valori minimi di $\cos n\,t$.

## 2° - MODULAZIONE IN AMPIEZZA.

Vogliamo ora considerare il dispositivo atto a generare una tensione variabile della forma:

$$(a \operatorname{sen} pt)\,(1 + \cos nt) = a \operatorname{sen} pt + \frac{a}{2} \operatorname{sen} (p + n)\,t + \frac{a}{2} \operatorname{sen} (p - n)\,t$$

che, come è noto, corrisponde ad un'onda modulata di ampiezza.

A tale scopo, riportiamo in figura 3-a il dispositivo della figura 2 con l'aggiunta di un campo fisso $F_a$ di intensità costante e pari al doppio di $F_1$ o $F_2$. Tre frequenze saranno allora generate nel rotore e cioè:

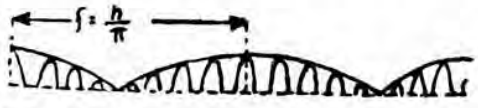
$$\frac{p}{2\pi}, \quad \frac{p + n}{2\pi}, \quad \frac{p - n}{2\pi}.$$

---

(1) *Nota del traduttore.* - Si potrebbe considerare, nel fenomeno illustrato dalla figura 2-c, una terza frequenza: quella di valore $\frac{2n}{2\pi}$ e che corrisponde alla frequenza di successione dei massimi assoluti in ampiezza.

Essa ha una considerevole importanza in radiotecnica in quanto è quella che emerge quando un'onda risultante dalla somma di due, viene rettificata. È in altre parole la frequenza di *battimento* che, come è noto, è appunto uguale alla differenza delle frequenze delle componenti:

$$\frac{p + n}{2\pi} - \frac{p - n}{2\pi} = \frac{2n}{2\pi}$$




Si osservi che l'onda di battimento, rappresentata dalla curva inviluppo dei massimi dell'oscillazione rettificata, non è sinusoidale pura, e ciò spiega perchè la nota di battimento, ottenuta nei radioapparati con l'interferenza di due oscillazioni sinusoidali, sia ricca di armoniche.

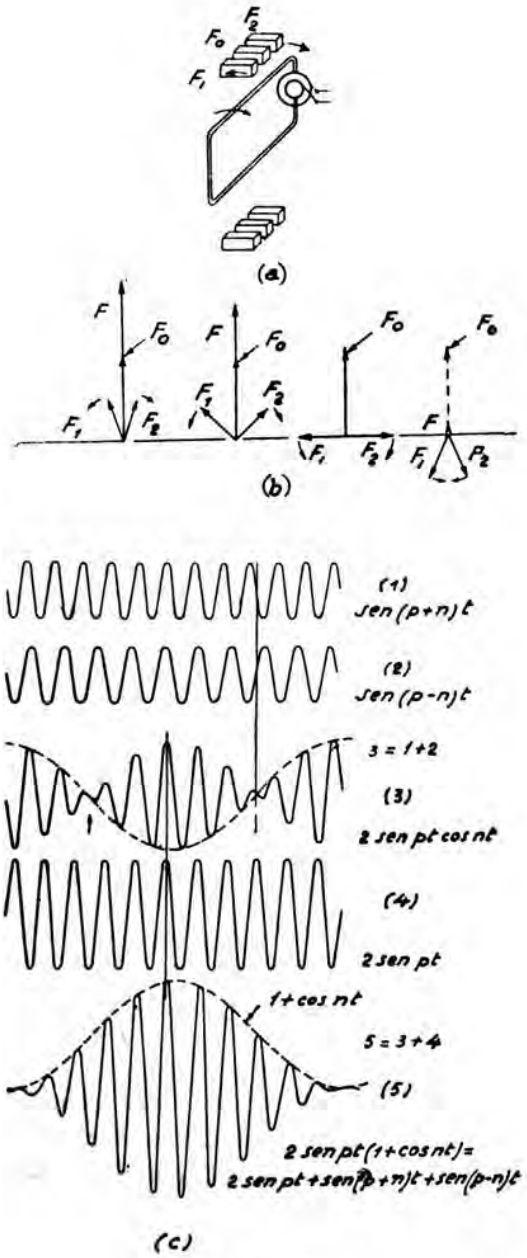

F2
F0
F1
(a)
F
F0
F1
F2
(b)
(1)
sen (p+n)t
(2)
sen (p-n)t
3 = 1+2
(3)
2 sen pt cos nt
(4)
2 sen pt
1+cos nt
5 = 3+4
(5)
2 sen pt (1+cos nt) =
2 sen pt + sen (p+n)t + sen (p-n)t
(c)

FIGURA 3.

La figura 3-b mostra la somma vettoriale dei tre campi e la figura 3-c rappresenta l'oscillazione risultante, che corrisponde ad un'onda modulata in ampiezza al 100 per 100.

Nella figura 4 è riportato l'effetto generato da un dispositivo analogo a quello della figura 3 in cui però il campo $F_o$ è ridotto alla metà del precedente; vi sarà così un periodo in cui l'effetto concomitante dei due campi $F_1$ e $F_2$ prevarrà sull'effetto $F_o$. Ne risulta una particolare forma di oscillazione che trova corrispondenza nel caso della sovramodulazione.

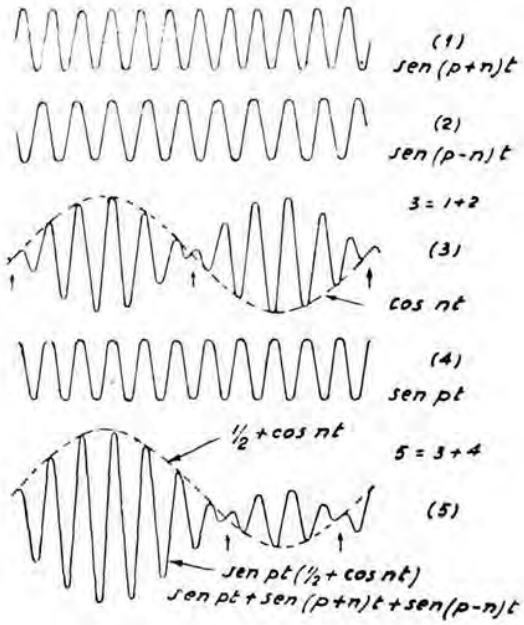



FIGURA 4.

Abbiamo finora considerato sistemi di tre componenti, ma negli stessi dispositivi più sopra schematicamente indicati potremmo aggiungere altri campi rotanti i quali darebbero luogo nel rotore ad altre frequenze componenti. Così se nel dispositivo della figura 3, si aggiungessero campi rotanti con velocità angolari $\frac{2n}{2\pi}$, $\frac{3n}{2\pi}$, $\frac{4n}{2\pi}$ ecc. si otterrebbero, all'uscita del rotore, dei

fenomeni ondulatori della stessa natura ma di forma particolare quanto si voglia complessa. Per es. l'oscillazione rappresentata in figura 5-a si può pensare come prodotta dalla somma degli effetti di coppie di campi rotanti in opposte direzioni e determinanti una azione risultante che si può esprimere con:

$$\text{sen}\, n\,t + \frac{1}{6}\,\text{sen}\, 3\,n\,t + \frac{1}{10}\,\text{sen}\, 5\,n\,t + \frac{1}{14}\,\text{sen}\, 7\,n\,t + \text{ecc.}$$

più un campo fisso di valore 0,78 circa. Questa particolare forma di oscillazione trova corrispondenza nell'effetto generato in un circuito a valvola controllato con pilota quando si produca una serie di interruzioni nell'alimentazione.

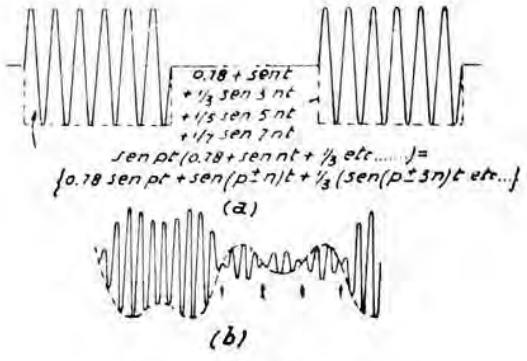



FIGURA 5.

La costituzione di questo treno di oscillazioni può essere meglio rappresentato dalla figura 5-b nella quale si è considerato solo l'effetto dovuto ai campi rotanti con velocità $\frac{n}{2\pi}$ e $\frac{3\,n}{2\,\pi}$.

Scegliendo valori appropriati per i vari campi supplementari (campi armonici) si potrà riprodurre una qualunque forma di oscillazione corrispondente ad un'onda modulata. Quando le frequenze dei campi supplementari non sono commensurabili con la frequenza della coppia di campi principali, risultano delle oscillazioni che non hanno forma nè ricorrente, nè periodica. Questo

caso corrisponde ad un' onda radiofonica e cioè ad un' onda modulata con tutte le frequenze della voce.

Sebbene il grafico atto a rappresentare un tale fenomeno risulti molto complesso, esso è però sempre della stessa natura di quello ottenuto nel caso della modulazione periodica semplice.

## 3° - MODULAZIONE DI FREQUENZA.

Passiamo ora ad esaminare quali potrebbero essere, i dispositivi, analoghi ai precedenti, atti a generare fenomeni oscillatori del tipo di quelli rappresentati dall' espressione:

$$\operatorname{sen}(p\,t + b\,\cos n\,t) = A\,\operatorname{sen} p\,t + A_1\,\operatorname{sen}(p \pm 2n)\,t + \\ + A_2\,\operatorname{sen}(p \pm 4n)\,t + A_3\,\operatorname{sen}(p \pm 6n)\,t + \ldots\ldots \\ + B_1\cos(p \pm nt) + B_2\cos(p \pm 3n)\,t + B_3\cos(p \pm 5n)\,t + \ldots$$

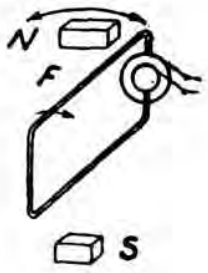



FIGURA 6.

Siamo, come è noto, nel caso della modulazione di frequenza, od anche della « modulazione di fase ». In appresso consideriamo il fenomeno sotto il secondo aspetto ossia come modulazione di fase.

Per comprendere come si possano ottenere delle tensioni, o correnti a frequenza variabile si consideri la figura 6. Si può osservare che, se il campo $F$ oscilla a destra ed a sinistra dalla posizione verticale in cui era precedentemente considerato fisso, la frequenza generata nel rotore varierà al variare della direzione e della velocità angolare del campo oscillante. Quando la direzione del campo è verticale si ha la massima variazione di frequenza; variazione che può essere positiva o negativa a seconda che il

senso di rotazione del campo è in quell' istante in concordanza o in opposizione con il senso di rotazione del rotore.

Tale valore massimo della variazione è tanto maggiore quanto più ampia è l'oscillazione del campo e quanto più rapidamente si

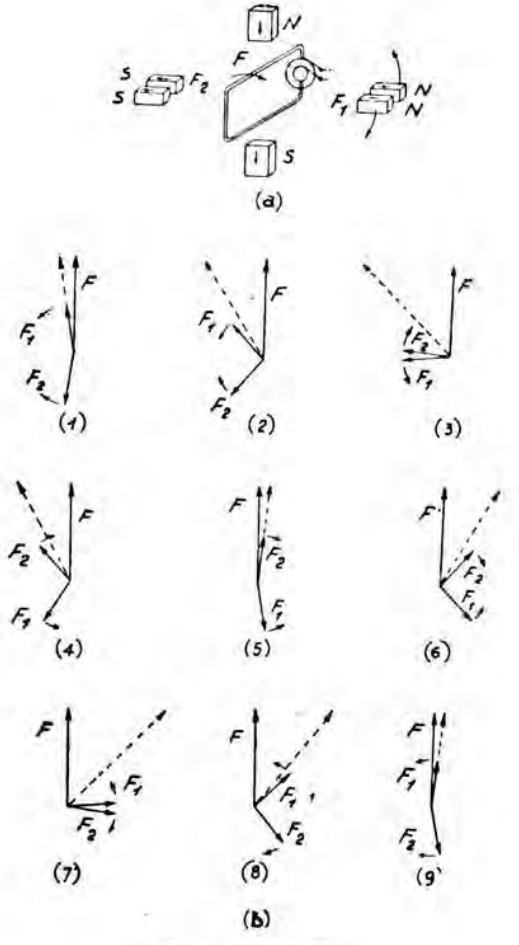



FIGURA 7 (a) e (b).

susseguono i suoi cicli di oscillazione. Un dispositivo, molto simile a quello considerato precedentemente in figura 3, atto a generare fenomeni oscillatori a frequenza variabile analoghi ad onde modulate in frequenza, è illustrato nella figura 7-a, dove i campi rotanti sono

stati disposti in modo che la loro retta di azione, allo stato iniziale, sia normale alla linea di azione del campo principale $F$.

L'andamento del campo risultante è mostrato dal diagramma vettoriale della figura 7-b. Si noti come tale campo risultante, nell'oscillare, viene a trovarsi ora in anticipo ed ora in ritardo rispetto al moto del rotore, e come, avendo posto $F_1 = F_2 = \frac{F}{2}$, la sua ampiezza è pure variabile: essa è massima quando il campo è ai limiti estremi della sua oscillazione, mentre nel mezzo è minima.

Analogamente all'ampiezza del campo varia l'ampiezza dell'oscillazione generata nel rotore, mentre la frequenza di quest'ultima assumerà un valore massimo o minimo nell'istante in cui la direzione del campo risultante sarà verticale. Si osservi inoltre che le oscillazioni del campo risultante, e di conseguenza le variazioni di frequenza della tensione all'uscita del rotore, sono periodiche ma non sinusoidali pure. Per ottenere ciò dovrebbero essere associati con $F_1$ e $F_2$ altri campi rotanti aventi delle velocità angolari multiple dispari delle velocità di $F_1$ e $F_2$. Infine anche l'ampiezza dell'oscillazione generata nel rotore, rappresentata dalla curva inviluppo nella figura 7-c, non è costante, come si è detto, e nemmeno segue una legge sinusoidale: rispetto ad una sinusoide, tale curva è fortemente appiattita in corrispondenza dei massimi.

Per produrre un'onda di frequenza variabile con legge sinusoidale e cioè, come è meglio dire, un'onda con « modulazione di fase sinusoidale » sarebbe necessario aggiungere, nel dispositivo della figura 7-a, dei campi rotanti addizionali di velocità angolari corrispondenti a multipli « pari » e « dispari » delle velocità di $F_1$ e $F_2$: i primi disposti in fase con $F$, i secondi disposti in fase con $F_1$ e $F_2$. Una costruzione grafica per giungere a questo risultato è indicata in appendice.

Nella figura 9-a è indicato il dispositivo, sempre analogo a quelli precedentemente considerati, atto a produrre una oscillazione di ampiezza costante con modulazione di fase sinusoidale. Il campo $F$ è combinato con i campi $F_1$ e $F_2$ rotanti in opposte direzioni e coincidenti nel piano del campo $F$; inoltre sono aggiunti anche altri campi $F_3'$ ed $F_4'$, $F_5'$ ed $F_6'$ ecc. Questi campi corri-

spondono a tutte le armoniche pari alla frequenza fondamentale $\frac{n}{2\pi}$. Nello stesso tempo ai campi $F_1$ e $F_2$ devono essere associati i campi $F_3$ ed $F_4$, $F_5$ ed $F_6$ corrispondenti a tutte le armoniche dispari della frequenza fondamentale $\frac{n}{2\pi}$ e coincidenti nel piano di coincidenza dei campi rotanti principali $F_1$, ed $F_2$. L'insieme dei campi $F_1$ ed $F_2$ e di quelli ad essi associati: $F_3$ $F_4$ $F_5$ ecc. costituisce un gruppo che verrà in seguito indicato come « gruppo

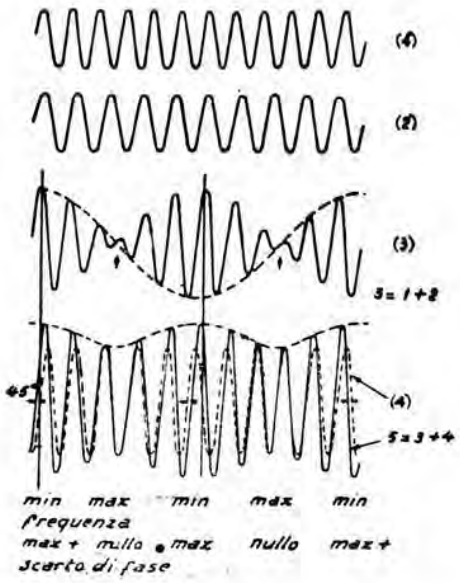



FIGURA 7-c.

di variazione di fase ». L'insieme dei campi $F'$, $F_1'$, $F_2'$, $F_3'$, $F_4'$ costituisce invece il « gruppo portante » che si potrà anche chiamare « gruppo di ampiezza ».

Ora, come è noto, un'onda complessa di forma simmetrica può considerarsi come risultante di un'onda sinusoidale fondamentale e di armoniche dispari soltanto; può talvolta mancare la fondamentale o qualcuna delle componenti armoniche, ma se la forma dell'onda è simmetrica si può asserire che essa non contiene

armoniche pari. Un'onda di forma asimmetrica, invece, può considerarsi come risultante di un'onda fondamentale e di componenti armoniche pari e dispari; può anche in questo caso mancare la fondamentale o alcune delle componenti, ma è certo però che esistono nell'onda di forma asimmetrica delle componenti armoniche pari.

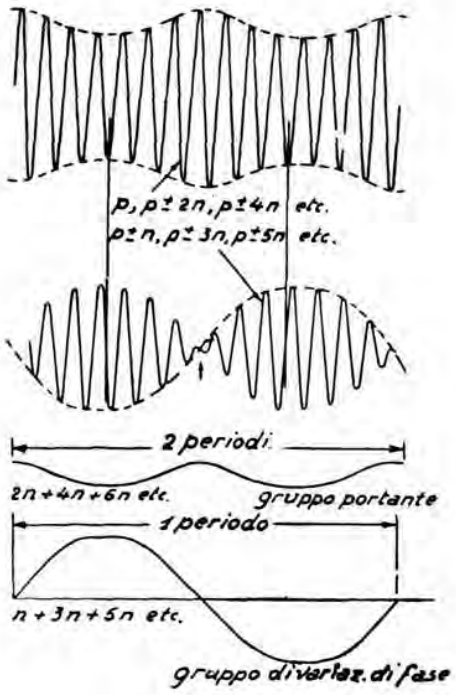



FIGURA 8.

Bene inteso che si dice di forma simmetrica quell'onda la cui porzione negativa relativa a mezzo periodo della fondamentale è una esatta riproduzione della porzione positiva. Con ciò, esaminando la rappresentazione grafica di onde modulate di forma complicata, si potrà dedurre a priori l'ordine delle componenti, e quindi anche trarre deduzioni sulla natura dei sistemi di campi ausiliari associati nel « gruppo portante » e in quello di « variazione di fase ».

Così nel grafico della figura 8 può dedursi l'ordine dei campi $F_1$, $F_2$, $F_3$ ecc. ed $F_1'$ $F_2'$ $F_3'$ ecc. Infatti la curva inviluppo della oscillazione generata dal « gruppo portante » è asimmetrica: pertanto si deve ritenere che le componenti armoniche siano pari e dispari. L'inviluppo dell'oscillazione generata dal « gruppo di variazione di fase » è invece simmetrica, pertanto si deve ritenere che le componenti armoniche di tale gruppo siano soltanto dispari. Quando la fondamentale del « gruppo portante » è $2n$ dove $n$ è la fondamentale del « gruppo di variazione di fase » la distribuzione delle componenti è la seguente:

*a*) « Gruppo di ampiezza »: $p$, $p \pm 2n$, $p \pm 4n$, $p \pm 6n$, $p \pm 8n$, tutti in fase ad intervalli di tempo $\frac{\pi}{n}$.

*b*) « Gruppo di variazione di fase »: $-p \pm n$, $p \pm 3n$, $p \pm 5n$, $p + 7n$ tutti in fase ad intervalli di tempo $\frac{2\pi}{n}$ ed in quadratura con $p$.

Le oscillazioni sono mostrate in figura 8 ed il dispositivo dei primi campi necessari a generare tali oscillazioni è schematizzato nella figura 9-a, dove per semplicità i sistemi di campi sono rappresentati solo con frecce omettendo le masse polari.

Si vede così che per ottenere un'onda di ampiezza costante con modulazione di fase armonica semplice, occorre un numero infinito di componenti, o bande laterati, (1) e ciò sarà dimostrato anche più avanti, trattando della conversione della modulazione di fase in modulazione di ampiezza.

Nel caso semplice precedentemente considerato la fase dell'oscillazione risultante oscilla intorno al valore della fase della portante per una estensione di 45°. Una tale estensione si ottiene quando l'ampiezza della portante è uguale alla somma delle componenti di fase (la cui risultante è in quadratura con la portante).

---

(1) Il nome di *banda laterale* è usato convenzionalmente per indicare ciascuna linea dello spettro di banda, benchè realmente tale nome indichi invece ciascuna delle porzioni dello spettro che stanno una a destra e l'altra a sinistra della portante.

È questo un caso che corrisponde a quello della modulazione di ampiezza al 100 per 100.

Affinchè la fase possa oscillare intorno al valore base della fase della portante per una estensione maggiore di 45° bisogna che l'ampiezza massima dovuta al « gruppo portante » sia minore di quella del « gruppo di scarto di fase ». E per ottenere una estensione di 90° è necessario che l'ampiezza risultante del « gruppo portante » sia nulla nell'istante in cui l'ampiezza risul-

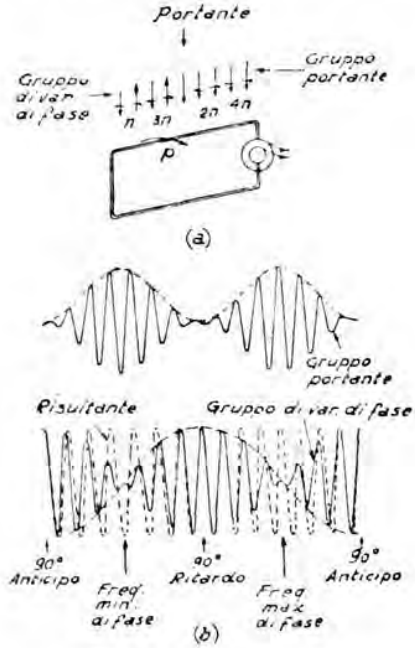



FIGURA 9 (a) e (b).

tante del « gruppo di fase » è massima. Ciò è mostrato dalla figura 9-b. Nel dispositivo si sono dati appropriati valori alle componenti in fase col campo $F$ in modo che le variazioni di quest'ultimo siano del 100 per 100, ossia si sono disposte le cose in modo che l'azione risultante dei campi rotanti con frequenze $\frac{2n}{2\pi}$, $\frac{4n}{2\pi}$ ecc. sia in certi istanti eguale e contraria all'azione del campo $F$.

La fase può anche oscillare per una estensione maggiore di 90° qualora il gruppo di ampiezza sia sufficiente per ottenere una temporanea inversione di fase: ciò si ottiene quando, ad ogni ciclo di modulazione, la somma delle componenti ausiliarie di ampiezza risulta maggiore della doppia ampiezza della portante. In figura 10 è illustrato schematicamente un tale fenomeno prodotto con l'aumento dell'ampiezza delle armoniche $2n$, $4n$, $6n$, ecc. e con la riduzione dell'ampiezza della portante.

Infine se la terza armonica ha ampiezza sufficiente, lo scarto di fase può anche risultare di $\pm$ 180° come è mostrato in

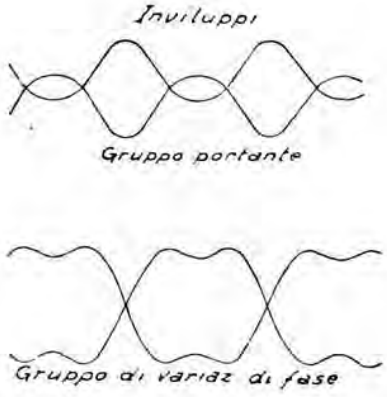



FIGURA 10.

figura 11. Per chiarezza solo le armoniche di maggiore importanza sono state incluse nella forma d'onda, ma si può osservare che in realtà una infinità di armoniche dovrebbero essere presenti al fenomeno, e che di mano in mano che si esaltano e prevalgono le armoniche più elevate, si riduce la portante e si aumenta lo scarto di fase totale.

Per estensione del fenomeno potremo dire che la fase potrà subire oscillazioni con ampiezze anche maggiori di quelle precedentemente considerate e precisamente pari ad uno o più cicli di radiofrequenza. E se le armoniche più elevate vengono sufficientemente esaltate nel fenomeno, il numero dei cicli a radiofrequenza

guadagnati in anticipo o perduti in ritardo durante ogni ciclo di modulazione può essere considerevole. Ciò si osserverebbe quando nel dispositivo della figura 6 l'unico campo oscillasse con ampiezza talmente grande da comprendere in ciascuna di esse parecchie intere rivoluzioni intorno al rotore; ora, nel caso di un circuito

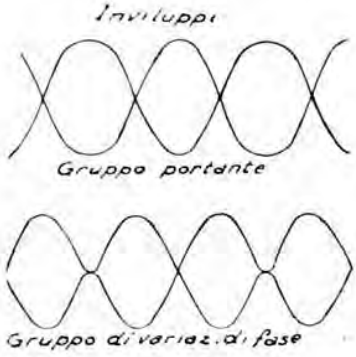
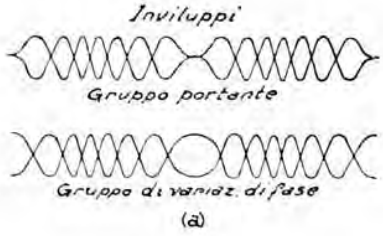



FIGURA 11.

oscillante si avrebbe un fenomeno analogo quando la capacità fosse variata alternativamente in più ed in meno variando così con legge periodica la costante di oscillazione del circuito stesso. Se per es. l'ampiezza di oscillazione del campo oscillante abbracciasse



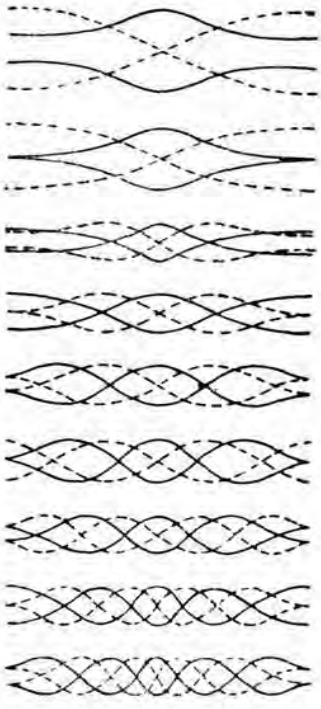

(a)

FIGURA 12-a.

un numero di cicli pari a $\pm 3\,^1/_2$ si otterrebbe un fenomeno che potrebbe essere schematicamente rappresentato nella figura 12-a, dove, per chiarezza, le armoniche meno ampie sono trascurate. Come il numero dei periodi di radiofrequenza subisce un maggior incremento positivo o negativo, le armoniche più elevate assumono

una maggior importanza; in ogni caso però le armoniche pari appartengono sempre al « gruppo portante » (componenti rappresentate dalla funzione seno) mentre le armoniche dispari appartengono sempre al « gruppo di fase » (funzione coseno).

La figura 12-b mostra il progressivo cambiamento di ampiezza dei due gruppi per una modulazione sempre crescente. Grandi



(b)

FIGURA 12-b.

variazioni di fase prodotti ad una data velocità danno lo stesso effetto di piccole variazioni di fase a velocità molto minore; in ogni caso le armoniche di ordine più elevato sono le più importanti, mentre la vera portante, la cui importanza decresce aumentando l'ampiezza di modulazione, assume un'ampiezza piccolissima. Durante una forma di modulazione comprendente il guadagno e la

perdita di parecchi periodi di radiofrequenza, l'energia, che veniva spesa nella portante prima della modulazione, è quasi interamente spesa nei gruppi di ampiezza e di fase. Si dovrà inoltre osservare che come la variazione di frequenza aumenta, diminuiscono in ampiezza le componenti più basse.

Quando si verificano larghissime oscillazioni di fase con una frequenza che tende allo zero la differenza di frequenza fra un coseno e il termine più vicino della serie sinusoidale è quasi

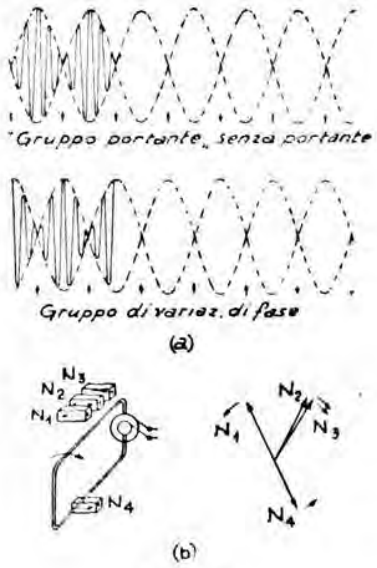



FIGURA 13.

nulla. Al limite solo un paio di termini rimangono nelle serie dei coseni ed uno nella serie dei seni. La portante originale scompare insieme agli altri termini. Questo è il caso limite in cui l'avanzamento di fase è continuo, ciò che sarebbe come dire che la frequenza è portata definitivamente ad un nuovo valore.

Il diagramma della figura 13 mostra il meccanismo di detto fenomeno. Dei quattro vettori rotanti, due a due in un senso opposto, ve ne sono due che si trovano sempre in opposizione; i loro effetti, di conseguenza, si neutralizzano. I due rimanenti

vettori ruotano nello stesso senso ed in concordanza di fase e quindi i loro effetti si sommano.

Il vettore risultante ha ampiezza doppia di quella di un vettore componente a senso di rotazione uguale (o contrario) a quello del rotore: la frequenza risultante nell'uscita del rotore è quindi $\frac{p+n}{2\pi}$ $\left(o\ \frac{p-n}{2\pi}\right)$ in accordo con le fasi relative scelte per il sistema; essa differisce così di $\frac{n}{2\pi}$ dal valore che avrebbe se il campo $F$ fosse unico, fisso e costante.

È chiaro come con questi principi si possa ottenere una frequenza variabile con legge qualsivoglia.

## IV° - CONVERSIONE DI MODULAZIONE DI FREQUENZA IN MODULAZIONE DI AMPIEZZA.

Dato che la modulazione di fase o di frequenza e la modulazione di ampiezza differiscono solo per il numero delle componenti e per la distribuzione delle loro rispettive fasi, sembra possibile la conversione dell'uno sistema nell'altro. Infatti vi sono due metodi per effettuare una tale conversione e nei casi semplici entrambi sono applicabili.

1° - SCARTO DI FASE DELLA PORTANTE. — Consideriamo prima un'onda di fase variabile generata da tre componenti: una componente media o portante, una di frequenza più alta ed una di frequenza più bassa della portante. Nell'istante in cui le due ultime si trovano in concordanza di fase esse sono altresì sfasate di 90° rispetto alla portante. Poichè, nella modulazione di ampiezza tutte e tre le componenti sono in fase simultaneamente, per trasformare la modulazione di fase in modulazione di ampiezza sarà sufficiente di sfasare la portante di 90° in anticipo od in ritardo.

Ciò si può effettuare in pratica sopprimendo prima la portante e rigenerandola poi con uno sfasamento di 90°. Non vi è difficoltà in ciò; occorre soltanto disporre un filtro passa banda e un trasformatore di fase od altro circuito equivalente. La conversione così effettuata sarebbe completa, non rimanendo alcuna variazione di

fase; ma si deve osservare che l'onda originale era per una certa profondità modulata in ampiezza, (con la frequenza $\frac{2n}{2\pi}$ e le sue armoniche). Essa non era composta di una serie infinita di componenti e la sua modulazione di fase non era armonica semplice.

Così un'onda modulata in fase con frequenza $\frac{n}{2\pi}$, $\frac{3n}{2\pi}$, $\frac{5n}{2\pi}$ ecc., e modulata in ampiezza con frequenze $\frac{2n}{2\pi}$, $\frac{4n}{2\pi}$, $\frac{6n}{2\pi}$ ecc. dopo la conversione si riduce ad un'onda modulata in ampiezza solamente e secondo la frequenza $\frac{n}{2\pi}$, essendosi i termini rimanenti eliminati nella conversione.

Con questo possiamo concludere che: « la modulazione di fase non è convertibile in modulazione di ampiezza senza distorsione, e reciprocamente ».

2° - SOPPRESSIONE DI UNA BANDA LATERALE. — Un altro metodo per effettuare la conversione della modulazione di fase in modulazione di ampiezza, è quello di annullare un membro di ogni paio di componenti del gruppo di fase; ciascuno dei membri rimanenti, allora, interferirà con la portante come dovrebbe fare ogni altra singola componente. La forma d'onda delle variazioni di ampiezza non è sinusoidale; ma, per un treno di tre elementi per es., ha la forma illustrata nella figura 14. La sua espressione matematica è:

$$a \operatorname{sen} p\,t + b \operatorname{sen} q\,t = \operatorname{sen} \frac{p+q}{2} t \left[ c \cos (p-q)\,t + \right.$$

$$\left. + d \cos 2\,(p-q)\,t + e \cos 3\,(p-q)\,t + f \cos 4\,(p-q)\,t + \cdots \right]$$

La conversione è ottenuta con distorsione rispetto alla originale forma d'onda della modulazione di fase. E ciò è evidente, poichè non si può ritenere che l'annullamento di alcune componenti non producano perturbazioni nelle proprietà del sistema.

Il precedente risultato può essere ottenuto in pratica, ma con distorsione ancora maggiore, accordando la frequenza media dello

spettro, ossia la portante, su di un lato della curva di risonanza di un ricevitore. Con ciò una componente di modulazione, o banda laterale, viene esaltata mentre l'altra è attenuata, ma non annullata, rispetto alla portante. Ne risulta solo una trasformazione parziale

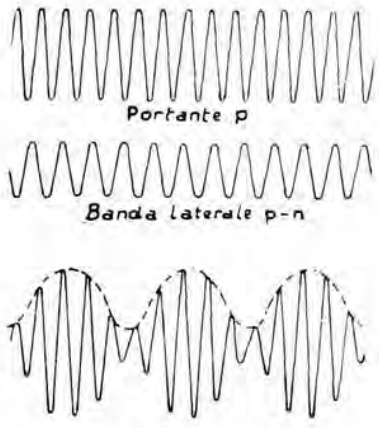



FIGURA 14.

anche se è curata la scelta del punto di accordo. Quindi si ha distorsione.

Ciò emerge sotto altro aspetto da quanto segue. Se noi consideriamo una curva di risonanza di forma opportuna per convertire

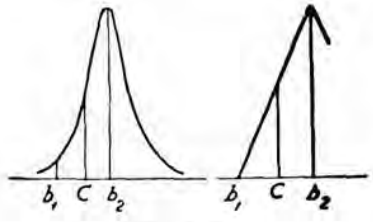



FIGURA 15.

la modulazione di fase in modulazione di ampiezza, troviamo (cfr. fig. 15) che la gamma di frequenze abbracciata dalla inclinata laterale ha un limite inferiore determinato dalla frequenza che deve essere riprodotta. Consideriamo il caso di un'onda modulata in

fase alla frequenza $n$ e per $\pm$ 45°, la cui portante $p$ ha ampiezza uguale a circa la somma delle ampiezze delle componenti $p+n$ e $p-n$. Se $p-n$ è annullata, $p+n$ deve raddoppiare di ampiezza rispetto alla portante. Così nella curva di risonanza gli effetti della portante $p$ e della banda laterale $p+n$ devono stare nel rapporto di 1 : 2; quindi la portante deve essere accordata in un punto medio del lato inclinato. Se invece fosse accordata in un punto basso, la banda laterale sarebbe eccessivamente esaltata risultando il rapporto predetto minore di 1 : 2. La modulazione di ampiezza risultante ecederebbe il 100 per 100. Idealizzando la curva di risonanza come in figura 15, prendiamo come misura della distanza orizzontale fra il piede e la cresta $b_1$ e $b_2$ : $\frac{2n}{2\pi}$. Con ciò risulta anche evidente che il decremento non deve essere inferiore ad un certo valore per ottenere una buona riproduzione.

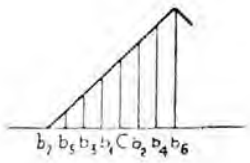



FIGURA 16.

Se noi consideriamo una serie infinita, come nel caso della modulazione di fase sinusoidale, o nel caso della telefonia, si può osservare che le bande laterali vicine alla portante sono meno intensamente trasformate di quelle lontane (cfr. fig. 16). E ciò mostra che le note fondamentali (prodotte dalle componenti radio più vicine alla portante) vengono parzialmente perdute mentre le loro armoniche vengono esaltate.

Ora consideriamo il fenomeno dal punto di vista della variazione di frequenza. Si può vedere che solo una piccola porzione del lato della curva ha andamento rettilineo; per ottenere una relazione lineare fra frequenza ed ampiezza tutta la curva deve estendersi per una grande distanza oltre la massima escursione della frequenza variabile, in altre parole la curva deve essere

abbastanza larga per includere anche frequenze esterne allo spettro apparentemente impiegato. Ciò è mostrato nella figura 17; la porzione di curva apparentemente inutilizzata serve alle bande laterali, le quali come si è visto, hanno poca relazione con lo scarto di frequenza ma sono direttamente collegate con la frequenza degli scarti.

Oltre alla distorsione dovuta alla non linearità del lato della curva di risonanza, ha luogo anche una ulteriore distorsione dovuta al fatto che come la frequenza aumenta verso il centro della curva di risonanza il tempo impiegato dalla corrente per avvicinarsi sufficientemente al valore teorico, rappresentato da un appropriato

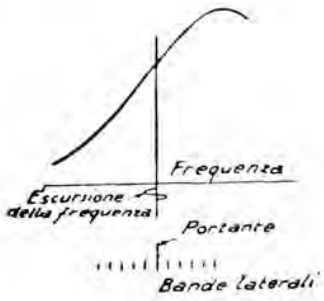



FIGURA 17.

punto sulla curva, aumenta in virtù degli effetti di risonanza. Mentre al piede della curva, le oscillazioni possono rapidamente raggiungere l' 1 % del loro valore teorico finale, in vicinanza della cresta le oscillazioni non possono raggiungere nello stesso tempo il 50 % del loro valore teorico finale. Si hanno così dei massimi appiattiti, la modulazione perciò contiene delle armoniche esagerate o armoniche che non esistono nella variazione di frequenza sinusoidale pura; ciò che equivale a quanto è stato detto precedentemente e che cioè i toni più alti sono esaltati rispetto a quelli più bassi.

Se inoltre, la curva di risonanza non è abbastanza larga per abbracciare le bande laterali estreme, queste risultano attenuate nella trasformazione e di conseguenza abbiamo una riduzione nell' intensità dei toni alti e bassi rispetto a quelli medi. A causa

di ciò, inoltre, la fase delle bande laterali è alterata maggiormente per le bande distanti che per quelle vicine. Ciò influirà sulla riproduzione finale; non è facile però prevedere, se favorevolmente o meno. In tutti i casi la conversione è soltanto approssimata.

La migliore soluzione del problema della conversione sembrerebbe quella di impiegare una curva di risonanza della forma indicata nella figura 18, curva che non è quella di un circuito a basso decremento ma bensì è la caratteristica di un circuito filtro passante una banda molto più estesa di quella formata dallo spettro di frequenze dovuto alla modulazione.

Concludendo la conversione di modulazione di fase pura in modulazione di ampiezza, per variazione di fase della portante non può affettuarsi in pratica. Dell' intero « gruppo portante » e

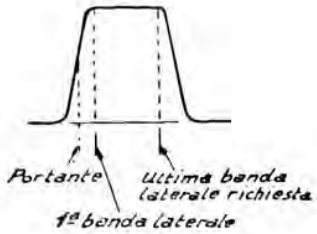



FIGURA 18.

cioè $p$, $p \pm 2n$, $p \pm 4n$, soltanto $p$ richiede il cambiamento di fase. Le armoniche dispari di $n$, e cioè $3n$, $5n$, $7n$, devono anche essere sfasate rispetto alla portante in modo da risultare con questa in quadratura ai tempi opportuni; se ciò è ottenuto la fase di cos $(p \pm n)\, t$ rispetto a sen $p\, t$ è corretta da effetti di ampiezza indistorta, sen $p\, t$ dovendo diventare cos $p\, t$, perciò la fase di sen $(p \pm 2n)\, t$, sen $(p \pm 3n)\, t$, sen $(p \pm 4n)\, t$, ecc. fa di queste componenti un gruppo di fase con piccolo o no effetto nell' ampiezza. L' apparato idoneo alla conversione sarebbe di difficile realizzazione per essere pratico.

Da quanto è stato esposto emerge come tanto la modulazione di frequenza quanto quella di ampiezza danno luogo entrambe a bande laterali. Il numero di queste bande laterali può essere molto

maggiore nella modulazione di frequenza ed in questo caso il loro ordine può essere tale da interessare una più vasta gamma di frequenze. Ciò dipende dalla frequenza della modulazione e dagli scarti di frequenza che hanno luogo durante la modulazione.

Nelle migliori condizioni possibili lo spettro di frequenze occupato da una trasmissione radiofonica ha una ampiezza presso a poco eguale tanto per la modulazione di frequenza che per la modulazione di ampiezza. In generale però lo spettro dovuto alle modulazioni di frequenza è molto più vasto, e quindi, mentre risulta più difficile una buona ricezione di un' onda modulata in frequenza, questa ha anche maggior attitudine disturbatrice.

## APPENDICE.

Le curve inviluppo dei gruppi di fase e di ampiezza possono essere costruite graficamente come segue. Si tracci un numero di vettori di eguale lunghezza rappresentanti le direzioni del campo con la variazione del tempo. Tali vettori occuperanno un arco uguale alla massima variazione di fase considerata e saranno distanziati secondo una legge sinusoidale (cfr. fig. 19). La componente verticale di ogni vettore rappresenta allora il valore istantaneo del gruppo portante, mentre l' ampiezza del gruppo di variazione di fase è rappresentata dalla componente orizzontale.

L' inviluppo del gruppo di ampiezza è ottenuto riportando come ordinata su una scala lineare dei tempi i valori delle componenti verticali a cominciare da un vettore estremo e ripetendo l' operazione a ritroso quando si è giunti all' altro vettore estremo.

L' inviluppo del gruppo di variazione di fase è ottenuto nello stesso modo assumendo invece come ordinate le componenti orizzontali dei successivi vettori. Si ottengono così le curve inviluppo mostrate nella figura 19 (b) e (c).

Nell' esempio si è scelto una variazione di fase di $\pm$ 90° per far apparire più evidente la distorsione delle curve inviluppo.

Nel caso di una variazione di fase di $\pm$ 45° la distorsione della curva inviluppo del gruppo portante sarebbe poco appariscente; mentre invece per $\pm$ 180° tale distorsione sarebbe evidentissima.

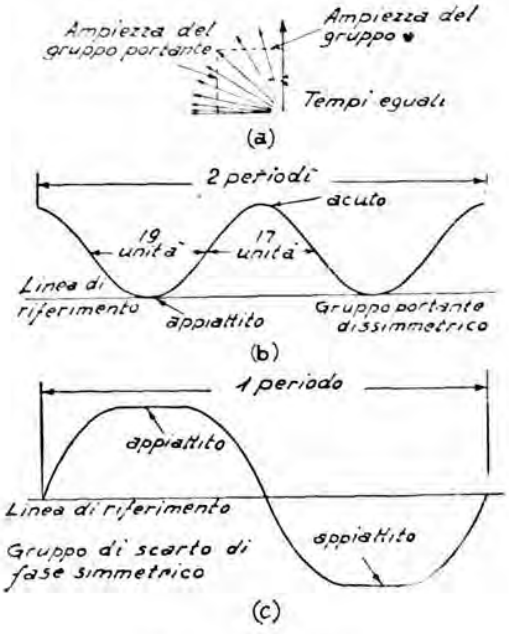



FIGURA 19 (a), (b) e (c).

Questo metodo non è consigliato per le variazioni di fase maggiori di $\pm$ 360° a causa della sovrapposizione delle due estremità. Per tale costruzione allora è meglio servirsi del calcolo.

N. F. S. HECHT

(Traduz. del Cap. F. GALOTTI).

# NUOVE VALVOLE RICEVENTI PER MICROONDE

Nel Proceeding (1) del Dicembre 1933, B. J. Thomson e G. M. Rose descrivono un nuovo tipo di tubo ricevente costruito nei laboratori di ricerca della R. C. A., e destinato particolarmente ai ricevitori per microonde.

I nuovi tubi, delle dimensioni di circa 1/10 degli ordinari tubi riceventi commerciali, hanno una pendenza ed un fattore di amplificazione dello stesso ordine dei tubi riceventi ordinari, ma hanno una capacità interelettrodica molto più piccola.

I costruttori di tali tubi li hanno sperimentati in ricevitori a reazione e ad amplificazione di alta freqnenza, con tensioni anodiche massime di 115 V. e con correnti anodiche di 3 milliampère. Nei vari esperimenti si è potuto constatare che il guadagno, con la adozione di tali tubi, si può ritenere dell'ordine di circa 4 punti per stadio, impiegando le nuove valvole negli stessi schemi usualmente adottati per le ordinarie frequenze radiotelegrafiche.

Con questo sistema, il ricevitore per microonde differisce da quelli per onde più lunghe solamente per le dimensioni generali degli elementi costitutivi del circuito, tutte proporzionalmente ridotte.

I concetti che hanno determinato gli inventori a studiare le nuove valvole sono stati essenzialmente quelli di ridurre la capacità e la induttanza interelettrodica, di ridurre i consumi e le tensioni in giuoco (ordinariamente molto notevoli negli usuali ricevitori per microonde).

La minor distanza fra placca, filamento e griglia nelle nuove valvole riduce notevolmente il cammino degli elettroni e conseguentemente il tempo che questi impiegano per percorrere tale cammino: non va dimenticato che negli ordinari tubi, questo tempo è una frazione apprezzabile del periodo di oscillazione.

---

(1) - *Proceedings of the Institute of Radio Engineers* - December 1933 Volume 21 numero 12 pag. 1707.

Le nuove valvole sono a riscaldamento indiretto e sono contenute in due piccole coppe di vetro del diametro di circa 2 cm. e della altezza di circa 1 cm., saldate a vetro, coi bordi delle tazze combacianti. Nel piano di saldatura passano i fili che collegano gli elettrodi e che li sostengono senza necessità di sopporti intermedi di vetro.

Le bobine impiegate nei circuiti sintonizzati, sono di poche spire, ed avvolte su mandrino di circa 1 cm. di diametro. Con bobine di sei spire furono ottenute delle oscillazioni molto stabili di 60 cm. con tensioni anodiche di solo 45 V.

Le minime lunghezze d'onda ottenute sono state di 30 cm. con bobine di una sola spira.

Gli autori hanno fiducia che le nuove valvole (costruite per ora solamente con scopi di ricerca scientifica e non con criteri commerciali), daranno un maggiore impulso allo sviluppo delle microonde.

R. U.

*Direttore responsabile:* Colonnello LUIGI SACCO.

# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

**PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO**

**Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma** (117)

**Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447**


## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1934-XII

(LXXIII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | 28,00 |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | 23,00 |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | 46,00 |
| Estero . . . . . | » | 75,00 |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

Alli uff. 11-12

BIBLIOTECA NAZIONALE VITT. EMAN.
ATTI UFFICIALI
11
12

Anno 13° - N.ri 2 e 3. Marzo-Giugno 1934 - A. XII.

**ISPETTORATO DEL GENIO**

**DIREZIONE SUPERIORE DEL SERVIZIO STUDI ED ESPERIENZE DEL GENIO**

BIBLIOTECA -2 APR 1935 * RIVISTE *

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## SOMMARIO:

L. SACCO — Sulla portata delle stazioni radio ad onde medie.

U. TIBERIO — Orientamenti attuali nella tecnica costruttiva degli oscillografi catodici.

id. — La supereterodina del "Wireless World„ con una sola capacità variabile.

**Condizioni per l'anno 1934**

(Volume di oltre 240 p.)

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | L. 12 |
| Un numero separato | » 3 |
| Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati | » 8 |

**Nei paesi dell'Unione postale**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | Franchi oro 10 |
| Un numero separato | » » 2 |

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE SUPERIORE DELLE TRASMISSIONI. - Viale Mazzini, 10 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 13° - N.ri 2 e 3. Marzo - Giugno 1934 - A. XII.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEL SERVIZIO STUDI ED ESPERIENZE DEL GENIO

**Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito**

Diretto dal Col. L. SACCO

# Sulla portata delle stazioni radio ad onde medie

**SOMMARIO.** — *Vengono passati in rassegna gli elementi che influiscono sulla portata delle stazioni radio ed indicati i criteri per il calcolo pratico, con riguardo particolare agli impianti militari. A tale scopo, premessi i necessari richiami circa la propagazione del raggio diretto, circa il livello dei disturbi e l'amplificazione negli apparati riceventi, vengono riportati grafici e dati numerici con esempi di calcolo. Si prescinde dal raggio indiretto, che ha minore interesse per le applicazioni nel R. Esercito.*

1 - La questione della portata delle stazioni radio è stata abbordata fin dai primordi della marconigrafia, ed ha dato luogo ad un numero cospicuo di pubblicazioni, di studi e di esperienze. Ma solo in questi ultimi anni, e cioè dopo la investigazione molto profonda dei fenomeni che avvengono nell'alta atmosfera, è stato possibile mettere in chiaro le linee essenziali della propagazione delle onde elettromagnetiche sulla superficie terrestre e dedurne notizie attendibili sulla portata delle stazioni.

Come è noto, per grandi linee si può dire che due sono i modi di propagazione delle onde, l'una sulla superficie del suolo, lungo il cosidetto raggio diretto, e l'altro attraverso l'atmosfera, seguendo il cosidetto raggio indiretto.

Quest'ultimo è il meno conosciuto, ma sembra accertato che esso, emesso dall'antenna trasmittente in una direzione inclinata sull'orizzonte, venga successivamente deviato verso il suolo per

effetto della ionizzazione dell'alta atmosfera, nella quale si sono individuati almeno due strati fortemente ionizzati, cioè aventi una conduttività elettrica notevole, dovuta alla presenza di ioni ed elettroni liberi. Di tali strati il più basso, *E*, si trova normalmente, nelle nostre latitudini, sui 100÷120 km dal suolo (strato di Heaviside-Kennelly) mentre il più alto, *F*, (strato di Appleton), ne può distare fino a 400 e più km. Tra i due si formano occasionalmente altri strati intermedi.

Di massima lo strato più alto è quello che riflette le onde più corte mentre lo strato più basso riflette specialmente le onde più lunghe. Quando la lunghezza d'onda scende sotto ai 5 ÷ 6 metri, neppure lo strato superiore può rifletterle; le onde lo attraversano e non ritornano più al suolo.

La propagazione del raggio indiretto è anche influenzata dal campo magnetico terrestre, inquantochè il movimento delle particelle elettriche libere, eccitato dall'onda che si propaga, viene perturbato dal campo magnetico terrestre e più o meno esaltato, il che dà luogo ad un consumo più o meno forte della energia delle onde considerate, in relazione alla loro lunghezza. Le onde intorno ai 214 m sarebbero quelle maggiormente influenzate dal campo magnetico terrestre; per esse si verifica quindi un consumo più accentuato di energia, ragione per cui sono le meno adatte per realizzare grandi portate.

Riservandoci di ritornare sull'argomento della propagazione del raggio indiretto su questo stesso Bollettino, vogliamo ora dare uno sguardo d'insieme alla propagazione del raggio diretto, il quale è soggetto a fenomeni meno capricciosi, ed inoltre è precisamente quello che viene normalmente sfruttato nelle comunicazioni radio campali: queste infatti in generale avvengono a distanze non grandi e perciò non sfruttano normalmente il raggio indiretto.

2 - La teoria della propagazione del raggio diretto si può dire esaurita con lo studio del Sommerfeld, pubblicato nel 1909 (1), il quale ha considerato nella forma più generale la propagazione

(1) A. SOMMERFELD. - Ueber die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie. - *Ann. der Physik;* 1909, pag. 665.

delle onde elettromagnetiche prodotte da un dipolo verticale nei due mezzi (suolo e atmosfera sovrastante) separati dalla superficie del suolo, in dipendenza delle loro costanti e. m..

Il problema, matematicamente molto complesso, è stato pienamente risolto, ma la sua integrale applicazione ai casi concreti non è sempre possibile. La soluzione suppone infatti un'atmosfera perfettamente isolante, ed una superficie del suolo avente caratteristiche dielettriche e di conduttività note e costanti lungo tutto il percorso tra il posto trasmittente e il ricevente. Ora queste due ipotesi non si verificano mai esattamente in pratica.



Fortunamente però le deduzioni teoriche, pur non essendo di solito suscettibili di applicazioni perfettamente esatte, sono tuttavia più attendibili di quanto non possa sembrare ad un esame superficiale, e ciò per varie considerazioni.

È da osservare infatti che la natura del terreno cambia bensì continuamente da una località all'altra, ma i cambiamenti non sono sempre radicali, cosicchè spesso il terreno si mantiene abbastanza uniforme lungo il percorso. Se perciò si considerano non i risultati di un singolo collegamento, ma quelli medi di molti collegamenti nella stessa regione, le deduzioni teoriche trovano conferme soddisfacenti.

Così, mentre non è possibile calcolare esattamente il campo e. m. prodotto, da una stazione determinata, ad una distanza pure determinata, in una certa zona di terreno, è da ritenersi possibile la previsione della media dei risultati che si otterrebbero in molte prove che fossero ripetute con varie stazioni del tipo considerato, poste tutte a quella stessa distanza e in quella determinata regione. È pur vero che gli scarti delle singole prove, rispetto ai valori medi così determinabili, possono essere notevoli, e oscillare talvolta fra un mezzo ed il doppio, ed anche più, del valore preveduto, ma ciò malgrado si può affermare che dati anche così vaghi possono dare una idea sufficiente dei risultati ottenibili in una certa regione.

Le sensazioni uditive, per mezzo delle quali in definitiva si effettua il collegamento radio, non sono invero proporzionali al campo e. m. dell'onda che si riceve, bensì al suo logaritmo (²). Le

(²) L. Sacco. - Un intensimetro logaritmico. - *Boll. R. T. del R. E.;* 1928, pag. 27.

variazioni delle sensazioni sono perciò meno accentuate delle variazioni delle corrispondenti eccitazioni, che in questo caso sono le intensità del campo incidente. Così un segnale avente una intensità del campo doppia rispetto ad un altro segnale (sulla stessa onda) dà luogo in telegrafia ad una sensazione superiore di appena 2/3 di punto (scala 10). Va inoltre ricordato che i ricevitori radio, specie quelli campali, sono in genere muniti di dispositivi (reazione) destinati a variarne la sensibilità e quindi atti ad attenuare fino ad un certo punto le anomalie del campo. Differenze anche notevoli nel valore del campo possono perciò riuscire poco apprezzabili all'orecchio dell'operatore.

3 - I risultati della teoria del raggio diretto per le onde di lunghezza superiore ai $60 \div 70$ metri sono stati ripetutamente convalidati da numerose esperienze compiute da vari Enti in diverse circostanze e pubblicate in vari lavori, di cui indichiamo in nota alcuni fra i più recenti ([3]).

I risultati medi di queste esperienze, che si accordano bene con la teoria, sono riassunti in diagrammi di propagazione in cui figurano tutte le variabili che influiscono sul fenomeno, vale a dire: la potenza irradiata dalla stazione trasmittente, la distanza, la natura del terreno e la lunghezza d'onda. I diagrammi sono normalmente compilati per la potenza irradiata di 1 kW nella ipotesi di un'antenna minore di un quarto di onda e ad emissione circolare; considerando la lunghezza d'onda come parametro e la distanza come ascissa, essi dànno in ordinate il campo elettrico ottenibile. Ciascun diagramma vale per un determinato valore della conduttività del suolo.

4 - Dalla teoria e dalla esperienza è risultato che, salvo per le onde molto corte, la caratteristica predominante del terreno è

---

([3]) P. P. ECKERSLEY. - The service area of broadcasting stations. *The British Broadcasting Corporation*. - London, 1929.

CONFERENCE EUROPÉENNE DE RADIODIFFUSION. - Projet d'attribution des frequences aux stations de radiodiffusion. - Lucerne, 1933.

Report of Committée on radio propagation data. *Proc. Inst. Rad. Eng.* Ottobre 1933, pag. 1419.

C. N. ANDERSON. - Attenuation of overland radio transmission. *Proc. Inst. Rad. Eng.* - Ottobre 1933, pag. 1447.

la conduttività, mentre minore influenza ha la costante dielettrica. Ora la conduttività del terreno è stata riscontrata nelle varie esperienze pressapoco corrispondente ai seguenti valori:

| | | | |
|---|---|---|---|
| Superficie del mare | $10^{-11}$ | u. e. m. C. G. S. | ( corrispondente alla resistività di un ohm · metro (unità Giorgi) |
| Terreno piatto e umido | $10^{-12}$ | idem | |
| Terreno asciutto e pianeggiante | $10^{-13}$ | idem | |
| Terreno fittamente boscoso e collinoso | $10^{-14}$ | idem | |
| Terreno montagnoso, molto secco o pietroso | $10^{-15}$ | idem | |

Questi sono naturalmente dei dati di semplice orientamento, che potranno meglio essere valutati caso per caso con adatte esperienze tendenti a determinarli.

I grafici in fig. 1 ÷ 5, qui riportati, sono dedotti dalla citata pubblicazione del « Committée on radio-propagation data » (4) e dànno i valori del campo per 1 kW irradiato e per varie frequenze in corrispondenza dei valori suddetti della conduttività $\sigma$ del suolo. I grafici in fig. 6 e 7 sono tratti dalla memoria dell'Anderson (4) e comprendono un maggiore campo di frequenze e di distanze.

Le ascisse di questi ultimi due diagrammi sono in miglia (1609 m) anzichè in Km; il grafico in fig. 7 corrisponde all'incirca a $\sigma = 10^{-13}$, cioè ad un terreno mediamente conduttivo che può considerarsi normale anche nelle zone non montuose nè paludose italiane.

I grafici di cui trattasi dànno il campo diurno dovuto al solo raggio diretto; di notte, alle distanze più forti e sulle onde più corte, si aggiunge l'effetto del raggio indiretto, e dalla sovrapposizione dei due si hanno fluttuazioni sensibili, dovute ai movimenti degli strati riflettenti, con massimi molto prossimi al campo teorico, semplicemente proporzionale all'inverso della distanza, quale si avrebbe con un terreno perfettamente piano e conduttivo ed un'atmosfera non ionizzata.

(4) Loc. cit. nota 3.

Per utilizzare questi grafici occorrerebbe conoscere la potenza irradiata dalla stazione, e dedurre il campo, effettivo da quello che il grafico dà per 1 kw irradiato, tenendo presente che esso è proporzionale alla radice quadrata della potenza irradiata. Ciò però vale solo nel caso di una antenna ad emissione circolare e di altezza minore di un quarto d'onda, caso contemplato nel grafico. Per antenne di altro tipo la conoscenza della potenza irradiata non permette più di dedurne il campo, specie quando trattasi di emissioni direttive (caso del telaio), nelle quali la potenza irradiata varia con l'azimut. Per tali casi è necessario ricorrere alla nozione di *forza cimomotrice* (5), definita come il prodotto del campo, misurato in mV/m alla distanza di poche lunghezze d'onda dalla stazione e nella direzione considerata, per la distanza stessa in km. Tale forza cimomotrice, misurata in volt, può essere ricavata sia calcolandola mediante i dati della stazione, sia misurandola direttamente con mezzi adatti a qualche lunghezza d'onda dalla stazione emittente.

In proposito si richiama l'attenzione del lettore sull'articolo « Sul fattore di potenza delle antenne r. t. », comparso su questo Bollettino (6), nel quale articolo è illustrato un grafico che qui si riporta per comodità (fig. 8) e che permette di determinare la resistenza cimomotrice nel piano orizzontale di un'antenna ad emissione circolare in base alle sue costanti geometriche. Moltiplicando questa resistenza (ohm) per la corrente alla base dell'antenna (ampère) si ottiene la forza cimomotrice in volt.

Per il caso degli aerei a telaio la f. c. m. risulta dalla formula:

$$E_{volt} = \frac{240\ \pi^2\ N A I}{\lambda^2} \cos \varphi$$

$A$ = area del telaio, $m^2$
$N$ = numero spire
$\lambda$ = lunghezza d'onda, m
$I$ = corrente, ampère
$\varphi$ = angolo tra piano del telaio e direzione di propagazione

Conosciuta la forza cimomotrice, si possono utilizzare i diagrammi calcolati per 1 kW irradiato, osservando che la forza

(5) L. SACCO. - *Boll. R. T. del R. E.*, 1926, n. 2, pag. 3.
(6) L. SACCO. - *Boll. R. T. del R. E.*, n.i 5 e 6, 1933.

INTENSITÀ DEL CAMPO A DISTANZE PICCOLE.

per 300 volt di f. c. m.

$\sigma = 10^{-11}$

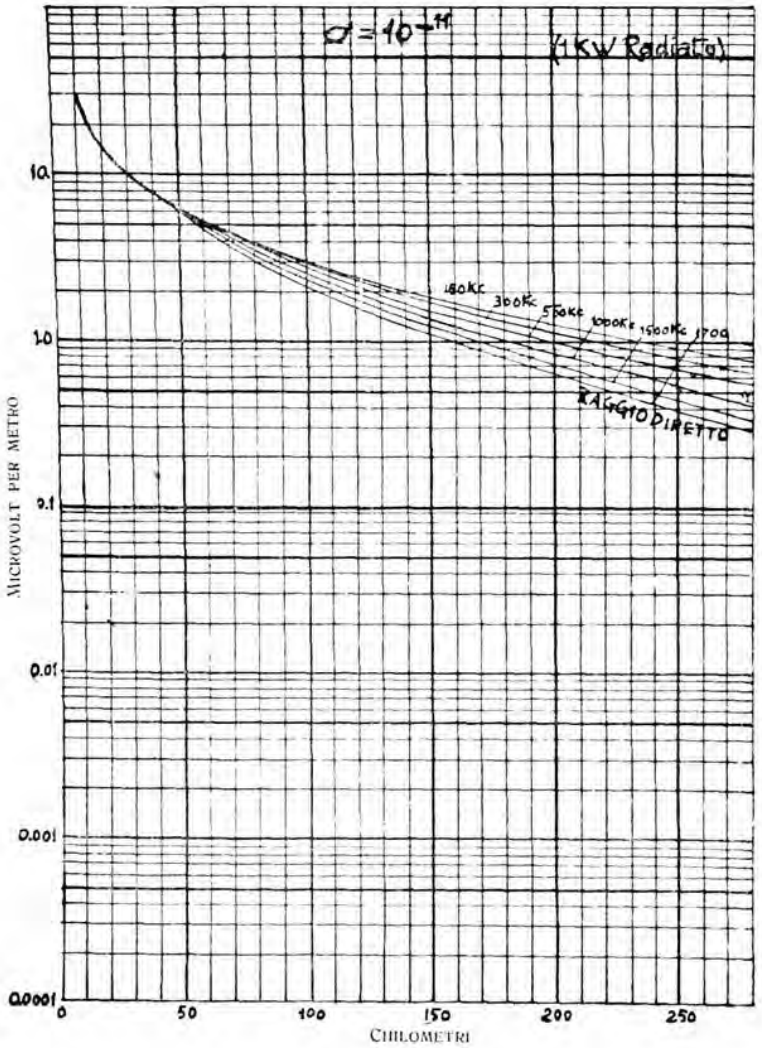



FIGURA 1.

INTENSITÀ DEL CAMPO A DISTANZE PICCOLE.

per 300 volt di f. c. m.

$\sigma = 10^{-12}$

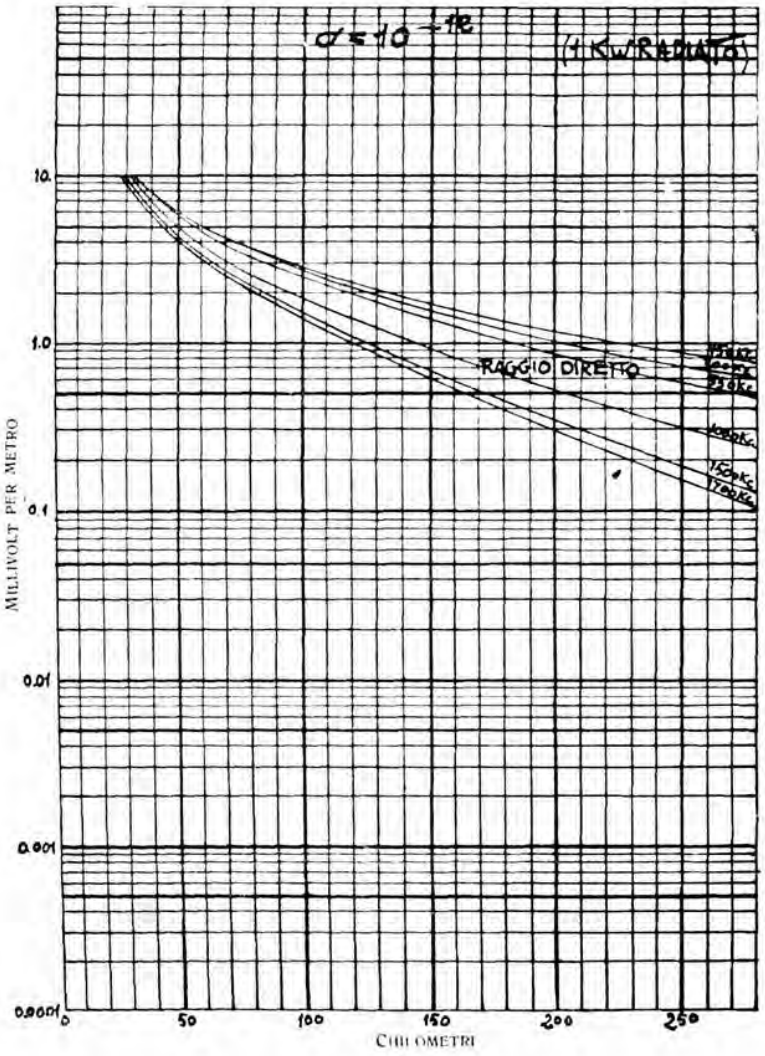



FIGURA 2.

INTENSITÀ DEL CAMPO A DISTANZE PICCOLE.

per 300 volt di f. c. m.

$\sigma = 10^{-13}$

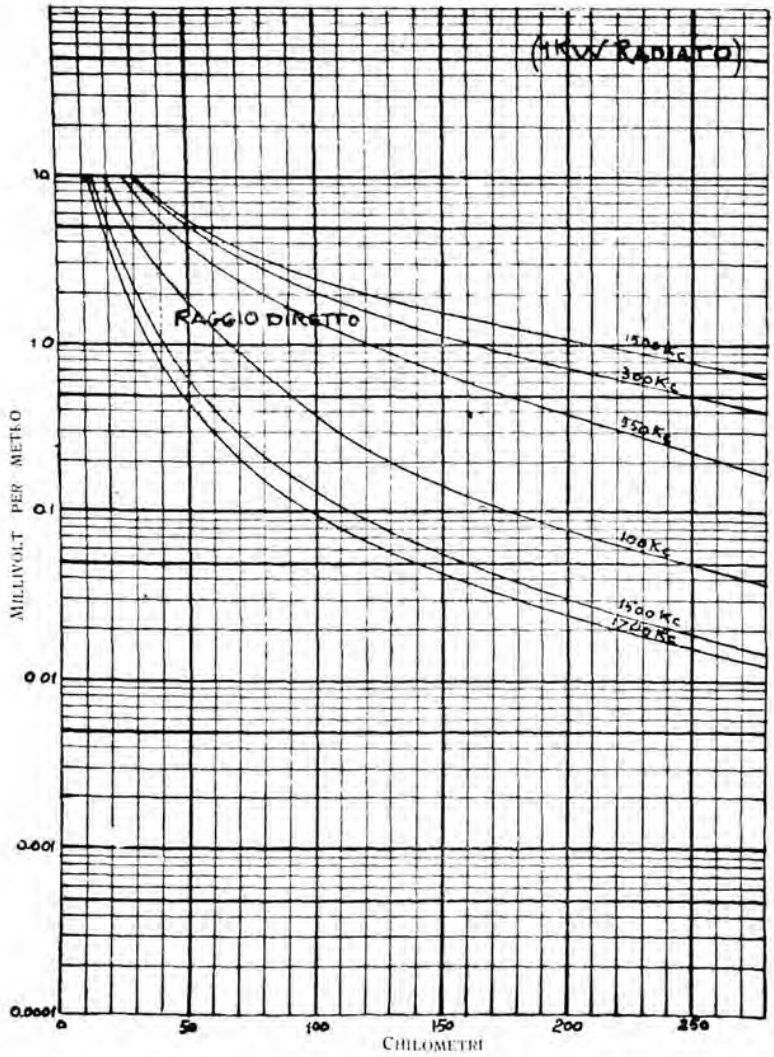



FIGURA 3.

INTENSITÀ DEL CAMPO A DISTANZE PICCOLE.

per 300 volt di f. c. m.

$\sigma = 10^{-14}$

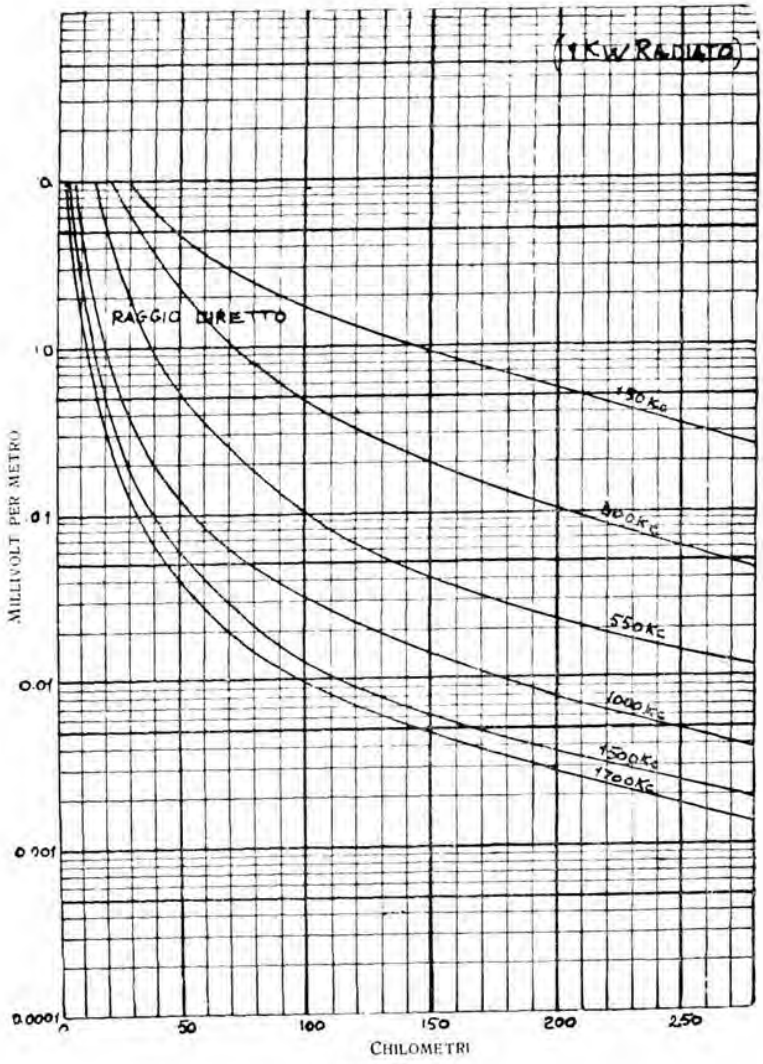



FIGURA 4.

INTENSITÀ DEL CAMPO A DISTANZE PICCOLE.

per 300 volt di f. c. m.

$\sigma = 10^{-15}$

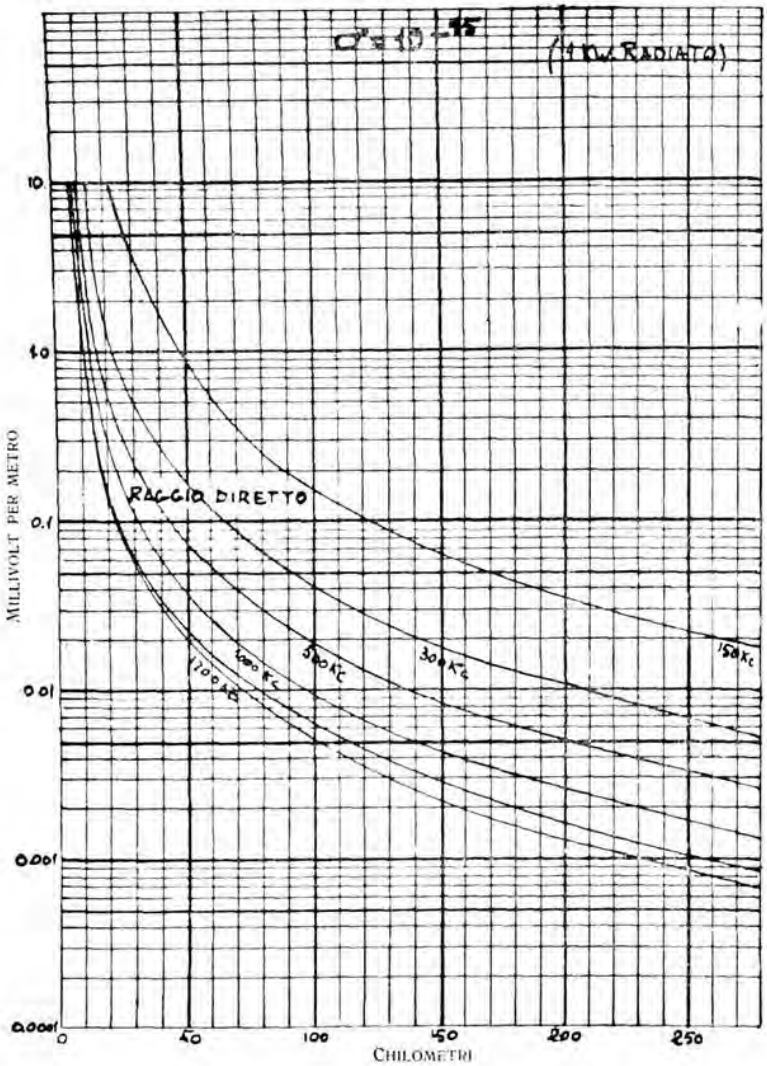



FIGURA 5.

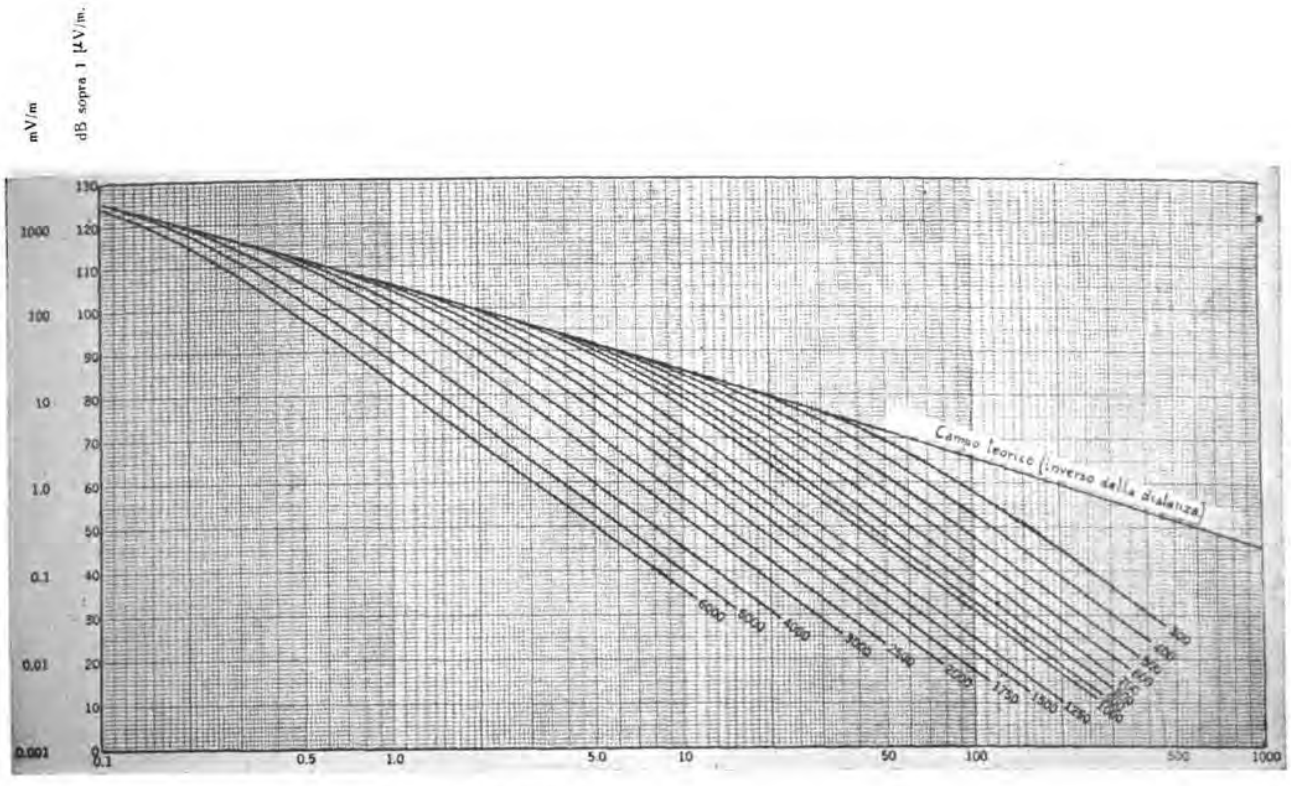



FIG. 6. — VARIAZIONE APPROSSIMATIVA DEL CAMPO DIURNO IN FUNZIONE DELLA DISTANZA SUPERFICIALE E DELLA FREQUENZA, SECONDO I DATI RICAVATI NEGLI STATI UNITI DELL'EST.

Le curve sono tracciate per le varie frequenze in kHz e per 300 volt di f. c. m. — Per frequenze sopra 200 kHz, e per distanze oltre i limiti delle curve, l'influenza del raggio indiretto fa si che i valori effettivi risultino superiori a quelli dedotti dall'estrapolazione. — Per le frequenze basse, e per distanze sulle 200 o 300 miglia, la curvatura terrestre rende il campo effettivo un po' inferiore a quello dedotto dall'estrapolazione.

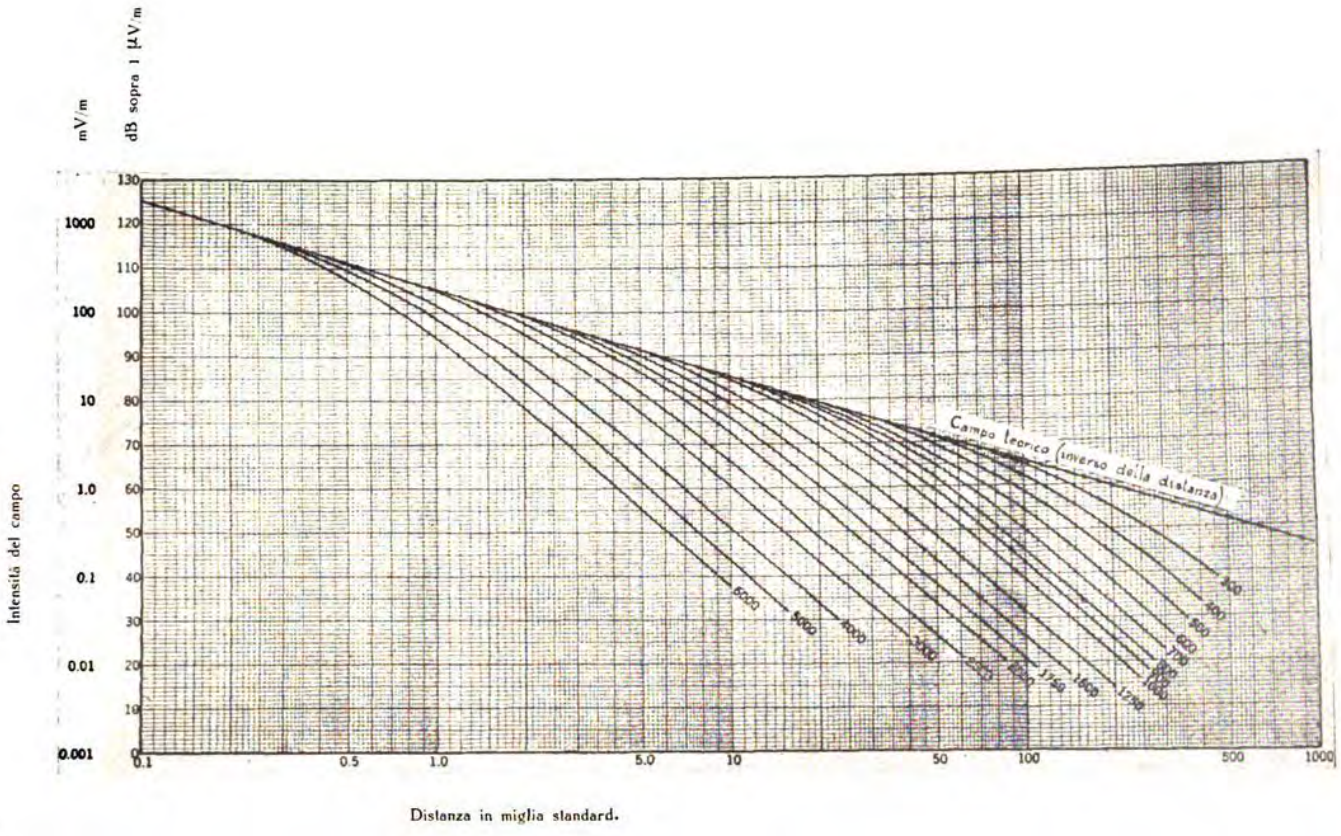



FIG. 7. — VARIAZIONE APPROSSIMATIVA DEL CAMPO DIURNO IN FUNZIONE DELLA DISTANZA SUPERFICIALE E DELLA FREQUENZA, SECONDO I DATI RICAVATI NEGLI STATI UNITI DEL MEDIO OVEST.

Le curve sono tracciate per le varie frequenze in kHz e per 300 volt di f. c. m. — Per frequenze sopra 200 kHz, e per distanze oltre i limiti delle curve, l'influenza del raggio indiretto fa si che i valori effettivi risultino superiori a quelli dedotti dall'estrapolazione. — Per le frequenze basse, e per distanze sulle 200 o 300 miglia, la curvatura terrestre rende il campo effettivo un po' inferiore a quello dedotto dall'estrapolazione.

## RESISTENZA CIMOMOTRICE RIFERITA ALLA CORRENTE D'AEREO ALL' INGRESSO IN STAZIONE.

(La punteggiata è riferita alla corrente al ventre).

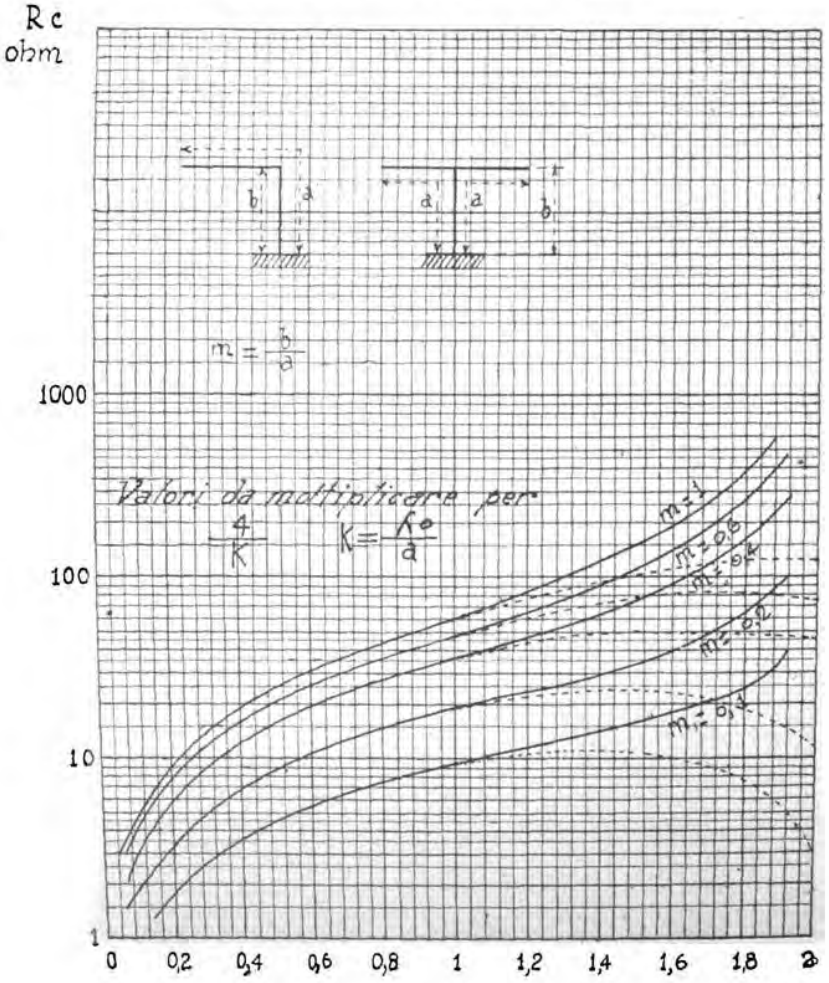



FIGURA 8.

c. m. nel piano orizzontale di un'antenna verticale semplice di altezza minore di 1/4 di onda è rappresentata dalla formula

$$E_{volt} = \frac{120\ \pi\ h\ \alpha\ I}{\lambda}$$

$h$ = altezza geometrica dell'antenna (parte verticale)

$\alpha$ = fattore di forma dell'antenna

mentre che la potenza irradiata dalla stessa antenna è rappresentata, con molta approssimazione, dalla formula:

$$W_{watt} = 160\ \pi^2 \left(\frac{h\ \alpha\ I}{\lambda}\right)^2,$$

cosicchè fra le due quantità esiste la relazione:

$$E^2 = 90\ W$$

vale a dire che i diagrammi calcolati per 1 kW valgono per $\sqrt{90 \times 1000} = 300$ volt di forza c. m.

Quando la f. c. m. nella direzione che interessa ha un valore diverso da 300 V il campo fornito dai diagrammi deve essere ridotto in proporzione.

5 - Noto il campo prodotto da una certa stazione ad una distanza determinata, in una direzione determinata, in un terreno determinato, non è ancora risolto il problema della portata della stazione, inquantochè questa dipende dalla sensibilità del ricevitore e dalle condizioni dell'ambiente radio circostante.

In proposito i dati che si sono potuti raccogliere possono riassumersi come segue:

Il campo occorrente per una buona comunicazione radio non è un dato fisso, ma variabile entro ampi limiti a seconda dei casi. Un fattore importante al riguardo è la sensibilità del ricevitore, inquantochè un ricevitore a cristallo non può sentire delle emissioni deboli che sono perfettamente percettibili con un ricevitore munito di vari stadi di amplificazione in alta frequenza. Tuttavia, se anche si ammette di impiegare ricevitori di alta sensibilità, si arriva egualmente ad una limitazione, dovuta al livello dei disturbi radioelettrici: vale a dire che allorquando un segnale arriva

con un campo elettrico che non prevale sufficientemente sul campo elettrico dovuto ai disturbi, che si verificano sulla medesima sua lunghezza d'onda, qualunque amplificazione in alta frequenza non potendo alterare sensibilmente il rapporto fra i due campi, la ricezione ne risulta in ogni caso egualmente disturbata e non sicura.

Il campo elettrico dei disturbi segna quindi per ora il limite minimo insorpassabile dei segnali, indipendentemente della sensibilità dei ricevitori. Ora il livello elettrico dei disturbi radio è variabilissimo al variare del tempo e del luogo in cui si vuol ricevere, poichè col tempo e col luogo variano le cause di tali disturbi, che sono predominantemente le scariche atmosferiche, le correnti industriali e le interferenze radio.

È inoltre da considerare che col variare del servizio che si considera varia il rapporto che occorre realizzare tra l'ampiezza del segnale e quella del disturbo. La ricezione in cuffia è la meno esigente perchè utilizza il potere selettivo dell'orecchio, mentre la ricezione con l'ondulatore o con apparecchi registratori richiede una maggiore preponderanza dei segnali sui disturbi.

6 - I disturbi atmosferici sono specialmente importanti sulle onde più lunghe, nelle ore pomeridiane e notturne, nei mesi estivi e nelle zone torride. Quelli industriali sono preminenti nell'interno degli abitati e in vicinanza degli impianti elettrici. Le interferenze radio dipendono dalla organizzazione delle radiocomunicazioni.

Possiamo per ora fare astrazione da queste ultime, le quali influenzano grandemente la portata delle stazioni, specialmente radiotelefoniche, ma in modo dipendente da molti fattori e che perciò merita una trattazione a parte.

I disturbi di origine industriale avvengono specialmente nell'interno delle città mentre che fuori di queste hanno un livello piuttosto basso, tale da non danneggiare le comunicazioni campali fatte con ricevitori non eccessivamente sensibili, salvo il caso di immediata vicinanza alle linee elettriche o telegrafiche; eventualità che può essere evitata allontanando le stazioni di qualche decina di metri da tali linee.

Per quanto riguarda i disturbi di origine atmosferica, essi sono pressochè trascurabili nelle ore antimeridiane o sulle onde

al disotto di 200 m, specialmente con ricevitori a telaio, salvo nei casi di immediata vicinanza di zone temporalesche o di altre perturbazioni elettro-atmosferiche. Per contro tali disturbi sono

RELAZIONE FRA LIVELLO DEL DISTURBO E FREQUENZA.

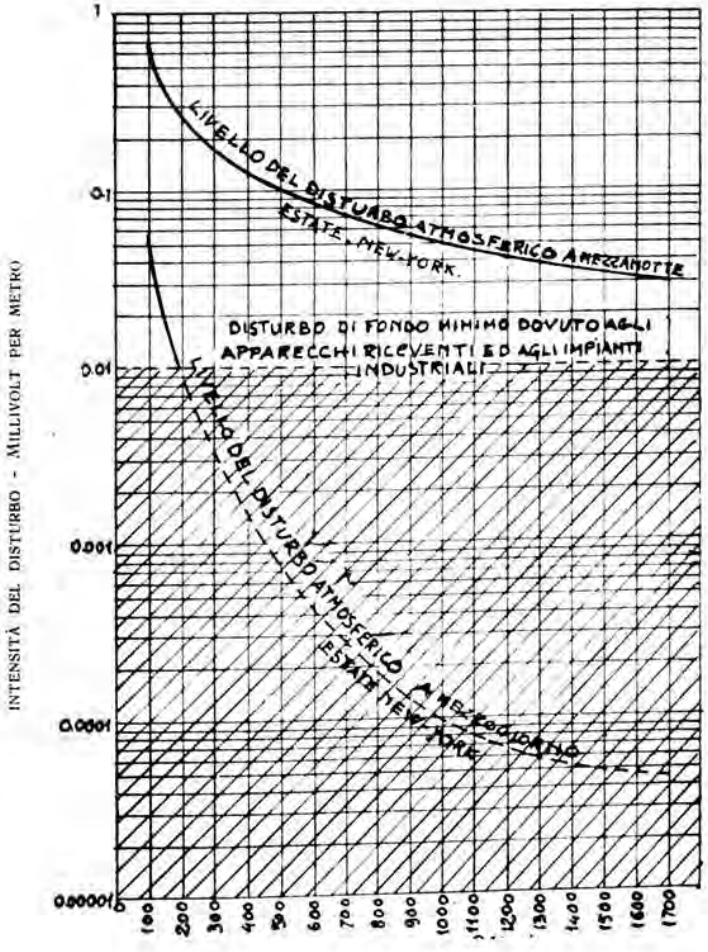



FIGURA 9.

molto sensibili sulle onde superiori ai 500 m, specialmente nelle ore pomeridiane estive: ore queste nelle quali gli atmosferici sono spesso dannosi anche sulle onde più corte.

7 - Sono state fatte numerose misure sulla entità relativa dei disturbi, e i risultati, ricavati dal rapporto del già citato Comitato sulle radio propagazioni degli Stati Uniti d'America (7) e riassunti nel grafico della fig. 9, dànno come livello medio dei disturbi atmosferici, verso la metà del giorno di estate, un campo oscillante fra 50 e 0,050 $\mu$V/m col variare della frequenza da 100 a 1700 kHz. Il livello atmosferico medio verso la metà della notte di estate varia invece da 500 a 30 $\mu$V/m col variare della frequenza entro gli stessi limiti.

Il comitato nota che di estate il campo perturbatore è all'incirca inversamente proporzionale alla frequenza di notte $\left(F \sim \frac{5 \cdot 10^4}{f}\right)$, ed all'incirca inversamente proporzionale al quadrato della frequenza di giorno $\left(F \sim \frac{2 \cdot 10^5}{f^2}\right)$.

Nell'interno delle città il livello dei disturbi industriali varia entro limiti amplissimi da un locale all'altro, ma in un dato locale è proporzionale pressapoco all'inverso della frequenza come per gli atmosferici notturni: esso difficilmente scende sotto 10 $\mu$V/m, cifra che può perciò considerarsi come il livello minimo del disturbo di fondo nei centri abitati.

Nelle ricezioni campali, fatte specialmente di giorno e lontano dai grossi centri abitati, il disturbo atmosferico deve essere considerato come prevalente.

8 - Per la valutazione della intensità dei segnali, è noto come siano ora generalmente adottate le indicazioni del livello e della differenza di livello dei segnali stessi, intendendosi con dislivello un numero proporzionale al logaritmo del rapporto tra le ampiezze. Sono oggi comunemente usate due unità, e cioè il neper e il decibel. Il neper è definito come il logaritmo naturale del rapporto fra le due tensioni o le due correnti, oppure la metà del logaritmo naturale del rapporto fra le corrispondenti potenze elettriche. Il decibel (dB) è la decima parte del bel, definito come il logaritmo decimale del rapporto fra le potenze, oppure come il doppio

(7) Loc. cit. nota 3.

del logaritmo decimale del rapporto fra le tensioni o fra le correnti. Così fra due campi elettrici aventi ampiezze $F_1$ ed $F_2$ $\mu$V/m il dislivello è dato in neper da $N_p = \log_e F_1/F_2$ ed è dato in decibel da $N_d = 20 \log_{10} F_1/F_2$. Ne segue:

$$\frac{F_1}{F_2} = e^{N_p} = 10^{\frac{N_d}{20}}$$

e quindi:

$$N_p = \frac{N_d}{20} \log_e 10 = 0{,}115\ N_d$$

cioè un decibel equivale a 0,115 neper e un neper equivale a 8,6 decibel.

Il neper è pure equivalente ad un punto nella scala empirica adottata per indicare la forza dei segnali radiotelegrafici (forza 10 udibile fuori cuffia, 1 appena percettibile ma non leggibile).

9 - Secondo dati ricavati dal Bell System d'America (8), risulta che praticamente nelle stazioni radiotelegrafiche e radiotelefoniche addette ai servizi commerciali i livelli dei segnali occorrenti per una buona ricezione variano col variare dell'ora, entro limiti abbastanza estesi, precisamente in relazione al variare dei disturbi atmosferici con l'ora.

I dati raccolti sono riassunti nella fig. 10 e dicono ad es. che una sufficiente ricezione radiotelefonica nella gamma da 1500 a 4500 kHz (onde tra 200 e 70 m circa) che specialmente ci interessa, esige un campo variabile da 3 a 10 $\mu$V/m nelle ore diurne e da 10 a 100 $\mu$V/m nelle ore notturne. Per la ricezione radiotelegrafica bastano 10 db di meno (campo un terzo all'incirca).

Esempio: risulta dal grafico che su 1000 kHz, alle ore 15, in media occorre per radiofonia un campo di 20 db superiore ad 1 $\mu$V/m, cioè occorrono circa 10 $\mu$V/m $\left( F_1 = F_2\ 10^{\frac{N_d}{20}} \right)$.

I dati raccolti, pur indicando come necessario un campo molto maggiore di notte che di giorno, non permettono di concludere che

(8) Cfr. la pubblicazione dell'ANDERSON citata a nota 3.

la comunicazione sia sempre più difficile di notte che di giorno, inquantochè anche i segnali sono di solito più forti di notte che di giorno, e ciò perchè la mancanza dell'eccitazione solare, riducendo la ionizzazione atmosferica o sollevando gli strati ionizzati, favorisce pressapoco tutte le frequenze (almeno quelle inferiori ai 5000 kHz).

DATI SUL CAMPO OCCORRENTE PER LA RICEZIONE COMMERCIALE.

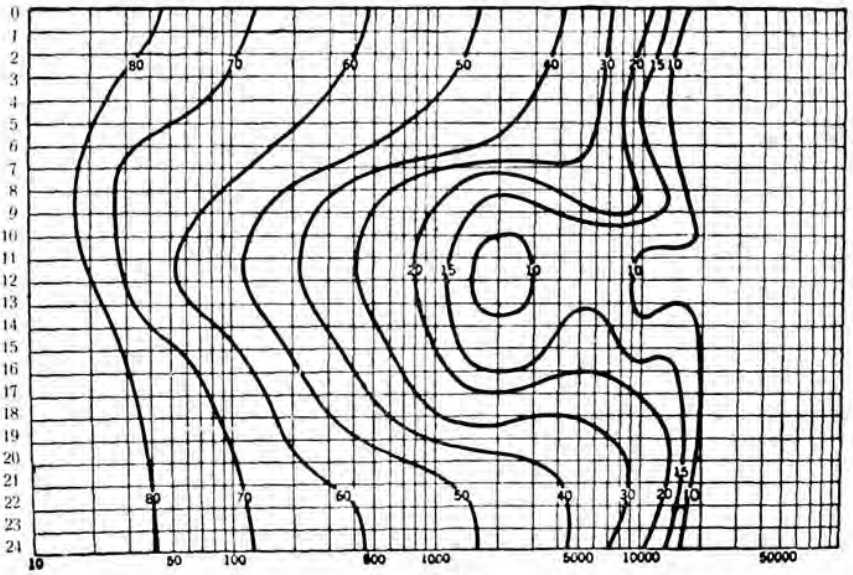



FIGURA 10.

CAMPO OCCORRENTE PER LA RICEZIONE RADIO (IN RELAZIONE AL LIVELLO DEI DISTURBI RADIO) PER LE VARIE FREQUENZE (IN ASCISSA) A SECONDO L'ORA DEL GIORNO: MEDIE MASSIME MENSILI PER LOCALITÀ RURALI IN VICINANZA DI NEW YORK.

Le curve indicano l'intensità del campo (espressa in decibel al di sopra di un microvolt per metro) richiesta per un servizio radiotelefonico soddisfacente per scopi commerciali. Per la ricezione radiofonica casalinga occorrerà all'incirca una intensità di campo superiore di 20 decibel ai valori indicati dalle curve. Per la ricezione radiotelegrafica commerciale sono sufficienti 10 decibel in meno di quelli indicati.

10. - I dati della fig. 10 pur riassumendo l'esperienza di un lungo periodo di servizi radio commerciali, non sono dei valori assoluti validi in tutti i casi

In generale può solo affermarsi che il campo occorrente per una buona ricezione varia con la entità dei disturbi, con il genere del servizio, con l'abilità del personale, con la sensibilità del ricevitore e con la larghezza della sua curva di risonanza, detta anche banda passante, perchè da questa dipende l'influenza del campo disturbante sul ricevitore.

ILLUSTRAZIONE DEI RAPPORTI FRA SEGNALE E DISTURBI.

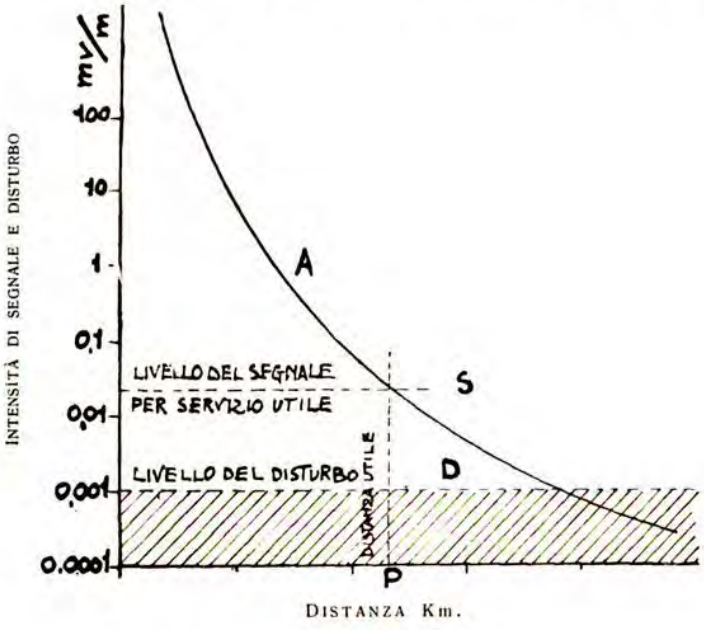



FIGURA 11.

Dati medi sperimentali sul dislivello minimo occorrente tra segnale e disturbo sono i seguenti (9), da servire a titolo di semplice indicazione:

Telegrafia ad onde non modulate, ricezione uditiva 5 dB; idem ricezione all'ondulatore 10 dB; idem ricezione con apparati stampanti 25 dB; radiotelefonia 25 dB; radiodiffusione 30 dB; radiogoniometria 40 dB.

(9) Cahier des propositions soumises à la 3ª réunion du C. C. I. R. Lisbonne 1934, pag. 84.

Fissato il dislivello e noto il livello del disturbo, la fig. 11 indica come possa dedursi la portata di una stazione dai grafici di propagazione.

Sia *A* una delle curve delle fig. 1 ÷ 7 corrispondente alla frequenza adottata ed alla conduttività del terreno.

Su di essa si traccia la retta *D* corrispondente al livello dei disturbi e quindi la seconda retta *S* col dislivello desiderato per il segnale utile, ed es. 20 db (segnale 10 volte maggiore del disturbo). L'ascissa *P* del punto di incontro della *S* con la curva *A* di attenuazione dà la portata per 300 volt di f. c. m.

Se la f. c. m. anzichè 300 volt è *E* volt, il campo del disturbo *D* dovrà essere riportato sul grafico dopo averlo moltiplicato per $\frac{300}{E}$. Il livello del segnale dovrà essere riportato col dislivello prestabilito (ad es. 20 db) sul disturbo così segnato, e il suo incontro con la curva di attenuazione darà la portata utile. Lo stesso risultato si ottiene moltiplicando la scala delle ascisse pel rapporto $\frac{E}{300}$ e riportando poi le rette *D* ed *S* come nel caso di $E = 300$ Volt.

11 - Naturalmente queste considerazioni presuppongono una sufficiente sensibilità nel ricevitore. Ora la sensibilità del ricevitore dipende sia dalla sua costituzione, sia dal tipo di rivelazione che utilizza. Così nella ricezione radiotelegrafica, fatta per endodina, cioè mediante rettificazione del battimento del segnale in arrivo con uno locale, si può ritenere che il segnale rivelato e amplificato in bassa frequenza sia direttamente proporzionale al campo incidente sull'aereo. In questo caso quindi, operando con uno stesso ricevitore su due segnali aventi un dislivello determinato, lo stesso dislivello si troverà fra i segnali Morse percepiti al telefono.

Per contro, se si tratta di segnali radiotelefonici, essi vengono rivelati direttamente, senza battere con alcuna oscillazione locale e la intensità della corrente di bassa frequenza ottenuta dal rivelatore dipende dal tipo della rivelazione, oltrechè, come noto, dalla percentuale di modulazione del segnale ([10]).

([10]) Vedi appendice « Sulle interferenze radiofoniche » all'articolo « I disturbi alle radioaudizioni » nel *Boll. R. T. del R. E.*, 1928, n^i 5 e 6, p. 286.

Quando il ricevitore è a supereterodina, la 1ª rivelazione è fatta dopo battimento e dà un segnale di media frequenza proporzionale al campo, ma la seconda rivelazione sarà sempre fatta senza battimenti.

Non è quindi soltanto la intensità del campo incidente che influisce, ma la percentuale di modulazione e il tipo del rivelatore impiegato. Questo può essere a rivelazione lineare, oppure quadratica, o più probabilmente mista. Nel caso della rivelazione lineare (che è quella che si ottiene nei ricevitori moderni con rivelazione « di potenza », nei quali il segnale è raddrizzato dopo essere stato molto amplificato in A. F.), la corrente telefonica risulta proporzionale direttamente al campo, oltre che alla percentuale di modulazione. Nei rivelatori quadratici, quali sono quelli (di placca o di griglia) usati normalmente nelle piccole stazioni radio, che utilizzano segnali deboli e poco amplificati, la corrente telefonica risulta proporzionale alla percentuale di modulazione e al quadrato del campo incidente.

Ne segue che in questo secondo caso due segnali r. f., aventi la stessa percentuale di modulazione e un determinato dislivello fra i rispettivi campi, dànno luogo ad un dislivello fra le correnti ricevute e quindi tra le forze di ricezione, che è doppio di quello esistente fra i campi rispettivi. Così, se due segnali radiotelegrafici sono ad esempio nel rapporto 2,718 fra i rispettivi campi, avremo il dislivello di 1 neper oppure di 8,6 decibel fra le rispettive forze uditive. Se gli stessi segnali fossero radiotelefonici e di eguale percentuale di modulazione, il dislivello delle due ricezioni sarebbe di 2 neper oppure 17,2 decibel. Ciò contribuisce a spiegare il fatto della più rapida diminuzione nella forza dei segnali che si verifica in fonia con l'aumentare della distanza dalla stazione emittente, e quindi la minore portata rispetto alla radiotelegrafia.

12 - È da notare che la diminuzione di forza dei segnali, quale è rappresentata nei grafici $1 \div 7$, non segue esattamente una legge esponenziale, ma vi si avvicina molto, specialmente se si considerano solo dei piccoli tratti delle curve stesse. Considerato il grado di approssimazione non molto spinto che si può pretendere in tali questioni, la legge esponenziale può essere

d'ordinario ammessa; si può cioè ammettere che l'ampiezza $F$ del segnale decresca con la distanza $r$ secondo una legge esponenziale ([11]):

$$F_r = K\ e^{-\alpha r}$$

il che equivale a dire che il logaritmo del campo elettrico decresce linearmente con la distanza $r$, secondo la relazione:

$$\log_e F_r = \log_e K - \alpha r$$

e poichè la forza del segnale radiotelegrafico, come già abbiamo visto, è precisamente proporzionale al logaritmo del campo, ne segue che su terreno omogeneo l'intensità del segnale radiotelegrafico si può ritenere decrescere all'incirca linearmente con la distanza, mentre l'intensità del segnale radiotelefonico, quando non sia molto amplificato in A. F. e sia quindi soggetto alla rivelazione del tipo quadratico, decresce pure linearmente, ma con pendenza doppia di quello radiotelegrafico. Così ad es., se una stazione perde un punto di forza ogni 4 km in radiotelegrafia, essa ne perderà due in radiotelefonia per la stessa distanza.

13. - Volendo dare qualche cifra *di orientamento* sulla ricezione, con i due tipi citati di rivelazione, nei casi di segnali telegrafici e telefonici, riporteremo ([12]) le seguenti, relative all'amplificazione di rivelazione; cioè alla relazione tra la tensione $E_a$ di entrata all'amplificatore susseguente alla rivelazione, tensione quindi di audio o di media frequenza, e la tensione $E_r$ di entrata nel rivelatore, cioè tensione a radiofrequenza applicata alla griglia del rivelatore. E ciò nei casi normali, in cui siano impiegate valvole adatte allo scopo e circuiti di placca e di griglia pure adatti alla funzione che devono compiere.

*I° Caso.* - Segnali radiotelegrafici deboli ($\ll 1$ volt); rivelazione quadratica:

*a)* di placca $E_a = 12\ E_r^2$

*b)* di griglia $E_a = 50\ E_r^2$ (Turner)

---

([11]) L. Sacco. - Esperienze di portata nelle immediate vicinanze delle piccole stazioni R. T. - *Boll. R. T. del R. E.*, 1929 n. 5, pag. 240.

([12]) L. B. Turner. - *Wireless*, 1931, pag. 319 e seguenti. - *Boll. Philips*, n.i 7 e 8, 1933. - Altre pubblicazioni sui *Proc. Inst. Rad. Eng.*, sull'*Electronics*, ecc.

*2° Caso.* - Segnali radiotelefonici deboli ($\ll$ 1 volt); rivelazione quadratica: $m$ = percentuale di modulazione:

*a)* di placca $E_a = 24\ m\ E_r^2$

*b)* di griglia $E_a = 100\ m\ E_r^2$ (Turner)

*3° Caso.* - Segnali radiotelegrafici forti ($\gg$ 1 volt): rivelazione lineare o quasi:

*a)* di placca $E_a = 24\ E_r$ (Boll. Philips)

*b)* di griglia $E_a = 30\ E_r$ (Boella [13])

*4° Caso.* - Segnali radiotelefonici forti ($\gg$ 1 volt); rivelazione lineare o quasi: $m$ = percentuale di modulazione:

*a)* di griglia $E_a = 24\ m\ E_r$ (Turner)

*b)* di placca $E_a = 30\ m\ E_r$ (Boll. Philips) (Boella [13])

*5° Caso.* - Rivelazione in endodina per segnali deboli radiotelegrafici

*a)* rivelazione di placca $E_a = 12\ E_{r1}\ E_{r2}$ (Turner)

*b)* rivelazione di griglia $E_a = 50\ E_{r1}\ E_{r2}$

in cui $E_{r1}$ ed $E_{r2}$ sono rispettivamente la tensione del segnale e quello della endodina locale: questa raggiunge normalmente il valore $E_{r2}$ di circa 2 volt, cosicchè la amplificazione di rivelazione in endodina diventa all'incirca 24 per placca e 100 per griglia.

*6° Caso.* - Rivelazione con cambio di frequenza nelle supereterodine (conversione in media frequenza di 100 ÷ 200 kHz):

*a)* rivelazione con tetrodo modulatore $E_a = (50 \div 60)\ E_r$ (Philips)

*b)* rivelazione con pentodo, esodo, ottodo, A. F. $E_a = (100 \div 200)\ E_r$

---

[13] *Alta Frequenza* - agosto 1933.

*7° Caso.* - Rivelazione con reazione per segnali radiotelefonici. Valgono le stesse relazioni precedenti, con l'avvertenza che la tensione di entrata $E_r$ può essere notevolmente aumentata per effetto della reazione, cioè della conseguente diminuzione della resistenza del circuito di entrata.

14. - Una limitazione importante nella amplificazione per reazione è certamente quella derivante dall'eccessivo aumento della selettività, che finirebbe per distorcere troppo la voce, per la eccessiva amplificazione delle basse frequenze acustiche in confronto alle più acute. Se ad esempio si stabilisce che la frequenza acustica di 2500 debba perdere non più dell'80 per cento (cioè circa 14 db) rispetto alle frequenze più basse della gamma acustica, se ne deduce (vedi appendice) che il decremento del circuito di entrata non deve scendere sotto il valore $\delta = \frac{1000\,\pi}{f}$ in cui $f$ è la frequenza.

Il corrispondente coefficente di sovratensione $\frac{\pi}{\delta}$, che dà il rapporto tra la tensione al condensatore $V_c = E_r$ e la f. e. m. agente $e$, è:

$$\frac{E_r}{e} = \frac{\pi}{\delta} = \frac{f}{1000} = f\,\text{kHz}$$

Questo è probabilmente un massimo non sempre raggiungibile. Esigendo una perdita non superiore a 10 db per la frequenza 3000 si ottiene circa

$$\max \frac{E_r}{e} = \frac{f}{2}\ \text{kHz}.$$

15. - Per quanto riguarda l'amplificazione in alta e bassa frequenza, possiamo ricordare che essa è misurata dal rapporto $a = \frac{e_2}{e_1} = g\frac{\rho\, z_p}{\rho + z_p}$ in cui $g$ è la pendenza della caratteristica delle valvole (conduttanza mutua): $\rho$ la resistenza interna, $z_p$ la

impedenza utilizzatrice di placca. Si può ritenere che la $g$ raggiunga il valore di $0,5 \div 0,7 \frac{m\,A}{V}$ nei triodi e passi a $1,5 \div 2 \frac{m\,A}{V}$ nei tetrodi e nei pentodi.

La resistenza complessiva $\frac{\rho\, z_p}{\rho + z_p}$ raggiunge normalmente varie migliaia di ohm. Negli amplificatori B. F. questa resistenza non varia in genere molto da un apparato all'altro, cosicchè l'amplificazione $a$ oscilla tra $15 \div 20$ nei primi stadi di tensione e tra $8 \div 10$ negli stadi finali di potenza.

Negli amplificatori ad A. F. sia la resistenza di utilizzazione che la tensione di entrata variano molto con la frequenza. Una grande influenza è esercitata dalle capacità interelettrodiche delle valvole, che per le frequenze più alte tendono a produrre effetti di corto circuito nel circuito di griglia di entrata. Tale effetto cresce con la frequenza cosicchè l'amplificazione può ritenersi grosso modo inversamente proporzionale alla frequenza e quindi proporzionale alla lunghezza d'onda.

Dai dati medi che si incontrano nelle pubblicazioni e da quelli sperimentali, sembra che si possa dedurre che l'amplificazione massima ottenibile negli stadi di A. F. può approssimativamente esprimersi con un decimo della lunghezza d'onda in metri, $a = \frac{\lambda}{10}$, impiegando tetrodi, con un massimo di 200. Tale valore può essere raddoppiato nelle onde più lunghe usando pentodi A. F. e si riduce a $\frac{\lambda}{50}$ circa coi triodi. Si tratta di semplici valori di orientamento, suscettibili di forti variazioni in dipendenza della più o meno adatta scelta e disposizione degli elementi costitutivi degli amplificatori.

Nelle stazioni portatili tali valori vanno di solito ulteriormente ridotti in conseguenza delle esigenze di peso, di spazio e di alimentazione cui esse sono soggette.

16. - Per completare i dati numerici, si può ricordare che la tensione di uscita dall'amplificatore B. F. occorrente per alimentare un altoparlante normale da camera (di 50 mW di uscita), è

di circa 14 volt su 4000 ohm; mentre la tensione occorrente per sentire con forza 10 su cuffia (di 4000 ohm) è di circa $\frac{1}{2}$ volt; conseguentemente la forza 1 corrisponde a circa $\frac{1 \text{ volt}}{16000} = 62\,\mu V$ [14]. La tensione di cuffia di $50 \div 100\ \mu V$ corrisponde quindi all'incirca al limite di udibilità, in assenza di disturbi che ricoprano il segnale; con disturbi tale limite deve essere elevato in relazione al livello di questi.

17. - Con la scorta dei grafici che abbiamo esaminati e dei dati numerici riportati potremo fare qualche tentativo di previsione di portata. Consideriamo ad es. una stazione avente un aereo con 9 metri di parte verticale e 30 metri di parte orizzontale, che trasmetta sull'onda di 290 m = 1035 kHz con 1,3 amp sull'antenna. Utilizzando il grafico in figura 8, poniamo $a = 39$ m; $b = 9$ m; sarà $m = \frac{b}{a} = \frac{9}{39} = 0{,}23$. La lunghezza d'onda fondamentale dell'aereo, potendosi ritenere 4,5 volte la lunghezza dell'aereo (39 m), sarà $\lambda_0 = 176$ m e il rapporto $n = \frac{176}{290} = 0{,}606$.

Interpolando tra la curva $m = 0{,}2$ e $m = 0{,}4$ in corrispondenza di $n = 0{,}606$, si trova $R_r = 14$ ohm. Questi 14 ohm vanno però moltiplicati per il rapporto $\frac{4}{K} = \frac{4}{4{,}5}$ e diventano 12,5 ohm, che rappresentano la resistenza cimomotrice dell'antenna. Moltiplicando questa per la corrente alla base, 1,3 amp, si ottiene la forza cimomotrice:

$$E = 12{,}5 \times 1{,}3 = 16{,}5 \text{ volt.}$$

Volendosi ora conoscere il campo prodotto da questa stazione alla distanza di 80 km in terreno pianeggiante, abbastanza umido, presumibilmente di conduttività $10^{-12}$, prendiamo il grafico di fig. 2

---

[14] ($16000 = 2\ e^{10-1}$).

corrispondente a $\sigma = 10^{-12}$ e interpoliamo fra le curve relative alle frequenze 1000 e 1500 per trovare quella di 1035 kHz; alla distanza di 80 km troviamo 2,4 mV/m cioè 2400 μV/m. Questo è il campo dovuto a 300 volt di f. c. m. Moltiplicandolo per il rapporto $\frac{16,5}{300}$ si otterrà quindi:

$$F = \frac{16,5 \times 2400}{300} = 131 \ \mu V/m$$

Analogamente, per la stessa stazione quando lavora sull'onda di 800 m cioè 375 kHz e che su tale onda dà 2 amp sull'antenna, che in questo caso ha m 21 di parte verticale e m 90 di parte orizzontale, si ottiene $\lambda_o = 111 \times 4,5 = 500$ m e quindi $n = \frac{500}{800} = 0,625$, mentre $m = \frac{b}{a} = \frac{21}{111} = 0,19$. Da questi dati, col grafico di fig. 8, si ottiene $R_c = 11$ ohm che, ridotti nel rapporto $\frac{4}{4,5}$, dànno 10 ohm. La forza c. m. è quindi 10 ohm × 2 amp = 20 Volt.

Ricercando col grafico dello stesso terreno ($\sigma = 10^{-12}$), risulta che il campo dovuto a 1 kW irradiato, a 80 km, con frequenza 375 è di 3500 μV/m. Per la nostra stazione sarà quindi $\frac{20 \times 3500}{300} = 233$ μV/m.

La stessa stazione con l'aereo precedente, lavorando su 1400 m, cioè 214 kHz, dà 1,8 A, cosicchè si avrà:

$$n = \frac{\lambda_o}{\lambda} = \frac{500}{1400} = 0,36$$

$$m = 0,19$$

$$R_c = \frac{6}{1,1} \quad \text{ed} \quad E = \frac{6}{1,1} \cdot 1,8 = 10 \text{ volt}$$

$$F = 10 \cdot \frac{3600}{300} = 120 \ \mu V/m$$

Se si calcolassero i campi elettrici mediante i grafici 3 e 4 per conduttività rispettivamente $10^{-13}$ e $10^{-14}$, si troverebbe:

per $10^{-13}$ 33 μV/m per l'onda di 290 m
160 » » » » 800 m
100 » » » » 1400 m

e per $10^{-14}$, rispettivamente:

2,5; 26,5; 50 μV/m.

Le prove pratiche di ricezione radiotelefonica fatte in queste circostanze con uno stesso ricevitore munito della stessa antenna e nelle stesse condizioni, hanno dato due forze di ricezione quasi esattamente uguali per le onde di 1400 e 290 m e una netta prevalenza dell'onda di 800 m con un dislivello di circa 2 punti, essendo circa forza 8 per le onde estreme e forza 10 per l'onda intermedia. Questo risultato è perfettamente compatibile con l'ipotesi della conduttività $10^{-12}$ mentre non si concilia con le altre due.

18 - Faremo ora qualche esempio numerico relativo alla ricezione. Riferiamoci ad una stazione ricevente che comprenda una valvola rivelatrice di griglia endodina e 2 B. F. Il circuito di entrata (telaio) abbia una induttanza di 3,3 μH ed una resistenza A. F. di 0,33 ohm. Consideriamo tre casi tipici.

*a)* - Supponiamo che il segnale sia telegrafico. La sovratensione sarà, per una onda di 126 m ($f = 2380$ kHz; $\omega = 15 \cdot 10^6$):

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{15 \cdot 10^6 \cdot 3{,}3 \cdot 10^{-6}}{0{,}33} = 150$$

L'altezza efficace del telaio, essendo 1 m² la sua area, sarà:

$$h_e = \frac{2\pi A}{\lambda} = 0{,}05 \text{ m.}$$

La f. e. m. agente sarà data dalla $e = h_e F = 0{,}05 \cdot F$. La tensione alla valvola rivelatrice è quindi

$$150 \cdot 0{,}05\ F = 7{,}5\ F \qquad F = \text{campo in V/m}$$

La rivelazione di griglia in endodina dà (5° caso, *b*) una amplificazione di circa 100, cosicchè la tensione all'ingresso della 1ª

B. F. sarà circa $100 \cdot 7{,}5\,F = 750\,F$ e se si calcola in $20 \times 10 = 200$ l'amplificazione delle due B. F., l'uscita sulla cuffia sarà $V_t = 150.000\,F$ Volt.

Dunque, con $F = 3{,}3$ $\mu$V/m di campo, si possono avere alla cuffia i 0,5 volt occorrenti per ottenere il segnale di forza 10 in assenza di disturbi.

*b)* - Supponiamo che il segnale sia radiofonico con 30 per cento di modulazione, cioè $m = 0{,}3$.

Con la rigenerazione di reazione la sovratensione potrà raggiungere, al massimo, il valore di $2400 = f$ (vedere n. 14), cosicchè la $E_r = V_c$ sarà $E_r = 2400 \cdot 0{,}05\,F = 120\,F$

La rivelazione quadratica darà (2° caso, *b*):

$$E_a = 100\,m\,E_r^2 = 30\,E_r^2 = 30 \cdot 14400\,F^2 = 4{,}3\,10^5\,F^2$$

Ammettendo che sia ancora 200 l'amplificazione B. F., avremo alla cuffia telefonica:

$$V_t = 8{,}6 \cdot 10^7\,F^2$$

Per ottenere $V_t = 0{,}5$ volt occorre quindi avere un campo incidente:

$$F = \sqrt{\frac{0{,}50}{0{,}86}} \cdot 10^{-4} = 0{,}76 \cdot 10^{-4} = 76 \cdot 10^{-6}$$

cioè 76 $\mu$V/m invece di 3,3 sufficienti nel caso della telegrafia.

*c)* - Il ricevitore precedente sia sostituito da una supereterodina con lo stesso aereo e per la stessa onda (1 A.F.; tetrodo mod.; 1 M. F.; 1 rivelatrice; 1 B. F.).

Ricordiamo che la griglia dell'amplificatrice A.F. aveva 7,5 $F$ volt; la amplificazione in A. F. per l'onda di 126 m potrà calcolarsi in 10 volte: così alla modulatrice avremo 75 $F$ volt. La rivelazione con cambio di frequenza con tetrodo (6° caso, *a*) darà un'amplificazione di circa 50, cioè porterà la tensione alla 1ª media frequenza a 3750 $F$ volt; dopo l'amplificazione di media frequenza con tetrodo, di circa 100 volte, si giungerà a 375.000 $F$ volt che vanno alla 2ª rivelatrice: secondochè questa risulterà maggiore o

minore di un volt, la valvola funzionerà preponderantemente come rivelatrice lineare o quadratica. Nel 2° caso, se $F$ si esprime in $\mu V/m$, sarà 0,375 $F$ la tensione in volt alla griglia della 2ª rivelatrice e quindi per una modulazione $m = \frac{1}{3}$ sarà:

$$E_t = 100\ m\ F^2 = 100\ \frac{1}{3} \cdot 0{,}14\ F^2 = 4{,}6\ F^2$$

La amplificazione finale di $BF$ porterà sulla cuffia $V_t = 46\ F^2$. Per ottenere $V_t = \frac{1}{2}$ volt basterà dunque $F = \frac{1}{9}\ \mu V/m$.

Questa sensibilità sarà normalmente eccessiva perchè il livello dei disturbi supererà spesso il livello di 0,1 $\mu V/m$. Per diminuire la sensibilità e aumentare la selettività potrà ridursi l'accoppiamento nei circuiti della M. F., ottenendo così una amplificazione minore, ad es. 10 anzichè 100: così la f. e. m. di entrata al 2° rivelatore sarà 0,038 $F$ e la tensione all'amplificatore B. F. sarà $100\ \frac{1}{3}\ (0{,}038)^2\ F^2 = 0{,}05\ F^2$. Si avrà così alla cuffia 0,1 $F^2$ volt e quindi $\frac{1}{2}$ volt con $F = 1\ \mu V/m$.

19. - Consideriamo ora una stazione avente un volt di f. c. m. sull'onda di 126 m. = 2380 kHz e funzionante su un terreno medio avente $\sigma = 10^{-13}$. Il grafico fig. 7 ci dà direttamente il campo da essa prodotto a qualsiasi distanza. Esso è $\frac{1}{300}$ di quello indicato dal grafico, costruito per 300 volt di f. c. m.. Il campo ($N$) è indicato in db sopra 1 $\mu V/m$ ed il suo valore assoluto sarà quindi in $\mu V/m$ espresso da $F = 10^{\frac{N}{20}}$.

Dal grafico possiamo pure dedurre le portate della stazione nei casi di ricezione esaminati, cioè quando siano usati ricevitori rispettivamente della sensibilità di 3,3; 76; 1 $\mu V/m$. Le portate cercate sono le distanze alle quali con 300 volt di f. c. m. si otterrebbero rispettivamente 1000; 22 800; 300 $\mu V/m$, e ciò perchè i campi sono proporzionali alle f. c. m. Tali campi sono rispettivamente 60; 87,2; 49,5 db sopra 1 $\mu V/m$ e le portate saranno le

ascisse della curva (da interpolare tra quelle di 2000 e 2500 kHz) corrispondente alla frequenza di 2380, di cui le ordinate sono i numeri ora trovati. Si ricavano così le cifre di 15; 4; 22 miglia: cioè 24; 6,5; 35 km che rappresentano le portate cercate.

Se la modulazione sale da 0,33 a 0,66, la portata, nei due casi radiofonici considerati, aumenta pel fatto che la forza 10 di ricezione si otterrà con un campo ridotto nel rapporto $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Ciò consente una diminuzione di $20 \log_{10} \sqrt{2} = 3$ db sui livelli precedenti, che diventano 84,2 e 46,5 e dànno una portata di 5 e 25 miglia, cioè di 8 e 40 km.

Se la f. c. m. fosse solo $\frac{1}{2}$ volt i livelli precedenti dovrebbero essere aumentati di $20 \log 2 = 6$ db, e le portate diventano 11; 3; 17 miglia con modulazione 0,33; e 11; 3,5; 20 miglia con modulazione 0,66.

20. - È bene ricordare che i calcoli di cui trattasi hanno valore di semplice orientamento, perchè trascurano molti fattori importanti. Essi possono tuttavia riuscire utili nei progetti di massima delle stazioni e per confortare i risultati di esperienze non sufficientemente numerose e controllate.

Con questo studio non è certo esaurito l'argomento della portata delle stazioni radio ad onde medie; su di esso perciò ci riserviamo di ritornare per esaminare alcuni casi speciali che direttamente interessano le applicazioni militari.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO

## APPENDICE.

Se $I_o$ è la corrente di risonanza, corrispondente ad $\omega_o$ ed $I$ quella dissonante, corrispondente alla $\omega = \omega_o + \varepsilon$ con $\varepsilon = 2\pi\Delta f \ll \omega_o$ e con $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ si ha: $\frac{I}{I_o} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$.

Ma $\omega L - \frac{1}{\omega C} = \omega_o L + \varepsilon L - \frac{1}{\omega_o C\left(1 + \frac{\varepsilon}{\omega_o}\right)} \simeq \omega_o L + \varepsilon L - \frac{1 - \frac{\varepsilon}{\omega_o}}{\omega_o C} = 2\varepsilon L$.

Se poi $\varepsilon$ non è troppo piccolo, sarà $2\varepsilon L \gg R$ e quindi $\frac{I}{I_o} \simeq \frac{R}{2\varepsilon L}$. Se ora si vuole che sia $\frac{I}{I_o} \geqslant n$, ne segue $n \ll \frac{R}{2\varepsilon L} = \frac{R}{2fL} \cdot \frac{f}{\varepsilon} = \delta \frac{f}{\varepsilon}$ in cui $\delta$ è il decremento e se ne deduce $\delta \gg \frac{n\varepsilon}{f} = \frac{2\pi n \Delta f}{f}$.

Per $n = 0{,}20$ e $\Delta f = 2500$ Hz segue $\delta \gg \frac{1000\pi}{f}$ c. s. v. d.

# Orientamenti attuali nella tecnica costruttiva degli oscillografi catodici

## I nuovi oscillografi catodico ed a specchi dell' Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni

**SOMMARIO.** — *Si dà notizia dei principali progressi recenti nella tecnica costruttiva dei tubi a raggi catodici con riguardo particolare al problema della concentrazione. Si fa cenno degli apparecchi ausiliari per l'impiego e si descrive il nuovo oscillografo elettronico acquistato dall'Istituto Militare Superiore delle Trasmissioni.*

*In una nota aggiunta è inoltre descritto un oscillografo a specchi adoperato presso l'Istituto S. T. per dimostrazione didattica.*

1 - Del principio di funzionamento e dell'uso del tubo a raggi catodici si occupò su questa Rivista alcuni anni fa il prof. Vanni (1) nella descrizione del laboratorio per lo studio delle forme d'onda da lui istituito.

Mi propongo di passare qui in rassegna brevemente i progressi di carattere costruttivo compiuti da allora ad oggi in questo ramo della tecnica, e di continuare l'esposizione del prof. Vanni illustrando il nuovo oscillografo venuto lo scorso anno ad arricchire la dotazione dell'Istituto Militare S. T.

Dal classico tubo di Braun sono nati tre tipi, adatti per tre categorie diverse di applicazioni: quello a catodo caldo con riempimento di gas, quello a catodo caldo a vuoto spinto, e quello a catodo freddo ad alta tensione. Passeremo in rassegna successivamente le tre parti di cui ciascuno di essi è costituito: il dispositivo di lancio degli elettroni, il concentratore ed il deviatore del fascio di raggi catodici, e gli apparecchi ausiliari per la registrazione della forma d'onda.

2 - Nel vecchio tipo Western, descritto dal prof. Vanni nella memoria citata, il dispositivo di lancio era costituito da un fila-

(1) G. VANNI. - Oscillografi in uso presso l'Istituto R. T. Militare. - *Boll. R. T. del R. E.* - anno 1927 - fasc. 1.

mento ad ossidi $F$ (fig. 1) custodito in un tubicino di vetro e mantenuto ad una tensione di – 300 volt, da una piastrina forata $s$ per la delimitazione del raggio, collegata al filamento, e da un anodo $A$, messo a terra insieme col positivo della batteria anodica, che accelerava gli elettroni lanciandoli nella direzione della freccia.

L'insieme, per quanta cura si ponesse nel costruirlo, risultava assai delicato e poco efficiente. Il tubicino di vetro, collocato intorno al catodo per impedire che potessero sfuggire degli elettroni in direzioni diverse da quella voluta e proteggerlo contro l'innesco della scarica, non permetteva nè l'uso di catodi di una certa potenza, nè l'impiego di una tensione acceleratrice elevata.

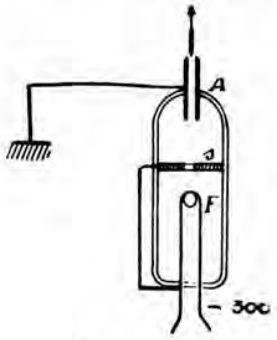



FIGURA 1.

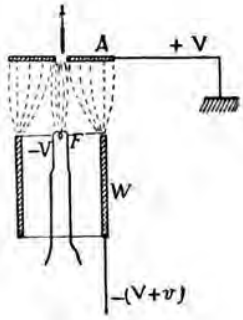



FIGURA 2.

Nei tubi moderni, il complicato dispositivo Western è sostituito da un sistema semplicissimo, il quale è al tempo stesso di costruzione più facile e di potenza maggiore. Esso è rappresentato in fig. 2. Si tratta in sostanza di un catodo $F$, con emissione quasi puntiforme (²), collegato al negativo — $V$ della sorgente anodica, circondato da un cilindro di metallo $W$ detto cilindro di Wehnelt, e di un anodo $A$ costituito da un dischetto portante un forellino al centro (fig. 2).

(²) Per fare in modo che la sorgente risulti puntiforme, si ricorre, in alcuni tipi, al riscaldamento indiretto. Il catodo è costituito, in tal caso, da una capsula di materiale refrattario isolante, contenente lo scaldatore e ricoperta da un cappuccio di lastra di nichel terminante a punta: su questa punta è applicata una piccola quantità di ossido emittente.

Gli elettroni emessi da *F* si dirigono secondo le linee di flusso del campo elettrico, la cui direzione e forma dipendono non solo da *F* ed *A* ma anche da *W*. Se *W* non esistesse, evidentemente le linee di forza sarebbero grosso modo racchiuse in un cono con vertice in *F* e base estesa a tutto il dischetto *A;* in tal caso gli elettroni andrebbero sparpagliati sull'anodo e nel forellino ne passerebbe solo una piccola parte. La presenza di *W*, e il fatto che esso è a potenziale più negativo di *F*, fa sì che il campo assume all'incirca la forma indicata dalle curve a trattini: si vede che le linee partenti dal cilindro si distribuiscono sul dischetto, e che quelle uscenti da *F* terminano a forellino. Regolando con cura il potenziale di *W*, si può fare in modo che tutto il fascetto di elettroni passi nel foro, al di là del quale esso prosegue per inerzia a velocità costante, poichè non vi è più alcun campo elettrico nella direzione del moto.

3 - Il fascio di raggi così formato termina il suo cammino su uno schermo fluorescente e vi disegna la figura oscillografica. Affinchè questa sia ben netta, occorre che gli elettroni non divergano, anzi vadano a concentrarsi sul punto di incontro dell'asse

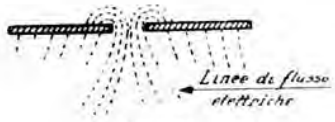



FIGURA 3.

del fascio con lo schermo. Il problema di ottenere questa concentrazione è evidentemente della massima importanza, poichè la finezza con cui viene riprodotta la forma dell'onda è tanto migliore per quanto più piccolo è il diametro della macchia luminosa che la disegna. Siccome tale problema è anche assai delicato, e solo da qualche anno ha ottenuto soluzione completa e soddisfacente, ne faremo un cenno più esteso.

Come si vede accennato in fig. 2, le linee di forza elettriche, colleganti il filamento con l'anodo, hanno andamento curvilineo; quando il potenziale negativo di *W* è regolato al valore giusto,

esse convergono sull'asse del foro, e poi si sparpagliano sull'orlo del foro stesso e sull'altra faccia dell'anodo (fig. 3). Ne segue che le velocità finali impresse agli elettroni non possono risultare parallele, ma convergono in un punto dell'asse, oltre il quale le traiettorie divergono proseguendo in linea retta (fig. 4). Se non vi fosse alcun dispositivo concentratore, sullo schermo si vedrebbe quindi una larga macchia invece di un puntino luminoso.

Ma non è questa la sola ragione per cui gli elettroni tendono a non seguire il giusto cammino. Dopo che sono serviti ad eccitare lo schermo, se non vi è un mezzo per scaricarli all'esterno, essi si accumulano e dànno una carica negativa che produce un campo elettrico disturbatore.

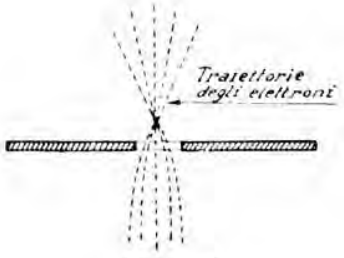



FIGURA 4.

Le pareti d'altra parte in alcuni punti trattengono gli elettroni e si caricano negativamente; in altri punti invece, in dipendenza della natura della superficie e della velocità di arrivo, emettono elettroni secondari in numero superiore a quelli primari e si caricano positivamente. Si forma così nel tubo un campo elettrico irregolare che va aumentando progressivamente fino a disperdere completamente il fascio.

Primo a veder chiaro in questi problemi e a risolverli in modo soddisfacente per i tubi a catodo caldo fu il Johnson (3), autore del tubo Western accennato in fig. 1. Egli pensò che il metodo migliore per scaricare gli elettroni accumulantisi sulle pareti e sullo schermo era quello di lasciare nel tubo una piccola quan-

(3) JOHNSON - A low voltage cathode ray oscillograph. - *Phys. Rev.*, 1921. 17. p. 420.

tità di gas che, ionizzandosi, poteva fornire il mezzo conduttore necessario. Fu spinto così a studiare il comportamento dei fasci di elettroni lenti nei gas, e notò che essi acquistano una forma del tipo in fig. 5, dilatandosi e concentrandosi successivamente. Facendo capitare uno dei punti come $O$, $O'$, $O''$, sullo schermo, si poteva risolvere, contemporaneamente a quello di scaricare le pareti, anche il problema della concentrazione.

Il fenomeno utilizzato dal Johnson si ritiene oggi chiarito nel modo seguente. Per effetto del gas, una parte degli elettroni urta contro gli atomi e devia dal cammino iniziale perdendo anche la massima parte della forza viva e quindi della velocità. Poichè essi rimangono per qualche tempo in vicinanza del fascio, si forma intorno a questo una forte carica spaziale negativa che respinge




FIGURA 5.

verso l'asse del fascio gli elettroni non diffusi. Un elettrone partente da $O$ nella direzione della freccia torna quindi sull'asse incontrandolo in $O'$ e lo oltrepassa per inerzia proseguendo secondo la freccia per poi di nuovo tornare ecc. Il moto risulta perciò di una traslazione in direzione parallela all'asse e di una oscillazione pendolare in direzione ortogonale; ora accade che il periodo di questa oscillazione entro certi limiti varia poco al variare dell'inclinazione iniziale della velocità dell'elettrone, quindi tutte le traiettorie convergono negli stessi punti $O'$, $O''$, . . . , in corrispondenza dei quali si ha pertanto una concentrazione quasi perfetta.

La distanza da uno dei punti $O$ al successivo dipende ovviamente dalla velocità degli elettroni lungo l'asse, e dalla intensità della carica negativa diffusa nel gas; quest'ultima è tanto più alta per quanto maggiore è il numero di urti, il quale a sua volta cresce col crescere dell'intensità del fascio e della pressione del gas. Poichè su quest'ultima non si può agire, è chiaro che, per ogni valore del potenziale acceleratore, bisogna regolare la corrente emessa dal filamento, e ciò si ottiene agendo sulla corrente di accensione e sul negativo del cilindro di Wehnelt.

4 - La soluzione data dal Johnson al problema della concentrazione ha il pregio di essere molto semplice ed è tuttora largamente adoperata negli oscillografi per i laboratori di misura, dai quali non si pretende una grande luminosità. Nel caso dei tubi per televisione, che devono mettere in giuoco potenze assai più elevate, la concentrazione a gas non è più consigliabile poichè il crescere della corrente e della tensione fa aumentare la tendenza all'innesco dell'arco di scarica tra filamento ed anodo, e d'altra parte diviene sempre più difficile preparare dei filamenti che possano resistere al bombardamento degli ioni positivi. Si è dovuto

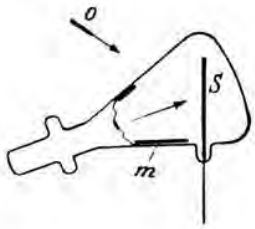



FIGURA 6-a.

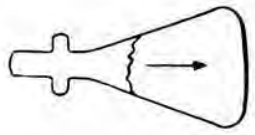



FIGURA 6-b.

perciò tornare agli oscillografi a vuoto spinto e cercare un'altra via per eliminare le cariche parassite e concentrare il fascio.

Per scaricare lo schermo, si è ricorso al rimedio semplice e radicale di ricoprirlo interamente di una pellicola metallica connessa con l'anodo; naturalmente la lamina metallica impedisce di vedere le figure per trasparenza sulla faccia posteriore dello schermo; quindi occorre osservarle dallo stesso lato su cui arrivano gli elettroni. Per facilitare l'osservazione, si preferisce di collocare lo strato luminescente non sul fondo del tubo, ma su una lastra inclinata nel modo segnato in fig. 6-a (la fig. 6-b indica il vecchio dispositivo) e l'immagine si osserva nella direzione della freccia *O*. Nei tipi più recenti lo schermo *S* non è connesso con la pellicola

metallica $m$, ma ha un reoforo proprio indipendente, che permette di applicarvi un potenziale positivo acceleratore.

Per la concentrazione dei fasci di elettroni nei tubi a vuoto spinto, i metodi oggi seguiti sono due: quello magnetico e quello elettrostatico.

Nel dispositivo a concentrazione magnetica, intorno al tubo è disposta una bobina percorsa da corrente continua, la quale determina un campo magnetico parallelo al fascio. Per renderci conto all'ingrosso dell'effetto che tale campo produce, osserviamo che gli elettroni, avendo tendenza iniziale a divergere, posseggono, oltre alla velocità $v$ lungo l'asse, anche una velocità in direzione ortogonale, che indicheremo con $v'$, e supponiamo di trovarci nel caso semplice in cui il campo magnetico ha distribuzione uniforme, come accade quando il fascio di elettroni si propaga lungo l'asse di un solenoide indefinito.

L'elettrone in moto equivale ad una corrente, di cui una componente eguale ad $e\,v$ è parallela al campo e non ha effetto, mentre l'altra $e\,v'$ determina, come accade per le correnti motrici dei motori elettrici, una forza ortogonale al moto espressa da $H\,e\,v'$. Consideriamo ora la proiezione della traiettoria su un piano perpendicolare all'asse; sia $O$ il punto di incontro fra asse e piano: il moto, inizialmente diretto secondo la freccia $f$, si incurva sotto l'azione della $H\,e\,v'$, e condizione di equilibrio è che questa eguagli la forza centrifuga:

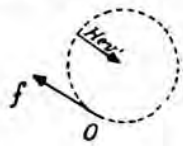


FIGURA 7.

$$H\,e\,v' = \omega^2\,rm$$

$$H\,e\,\omega\,r = \omega^2\,rm$$

$$\omega = \frac{He}{m}$$

La $\omega$ risulta costante, quindi la curva in fig. 7 è un cerchio. La traiettoria effettiva, risultante di questo moto e dell'altro uniforme lungo l'asse, è un'elica il cui passo è ovviamente eguale al tempo impiegato dal punto proiezione a percorrere il cerchio in fig. 7 moltiplicato per la $v$:

$$\frac{2\,\pi\,m\,v}{He}.$$

Con un campo di 50 gauss ed una $v$ corrispondente a mille volt si ha, esprimendo tutto in u. e. m.,

$$\frac{6{,}28 \cdot 0{,}188 \cdot 10^{16} \cdot 8{,}999 \cdot 10^{-28}}{1{,}6 \cdot 10^{-20} \cdot 50} = 13{,}2 \text{ cm.}$$

che è dell'ordine di grandezza occorrente per il caso nostro.

Questo passo non dipende da $v'$, quindi tutti gli elettroni, qualunque sia la loro divergenza dall'asse, vanno a convergere nello stesso punto. È intuitivo che di questi punti se ne ha uno per ogni punto della sorgente emettitrice; quindi si forma qualcosa che otticamente potrebbe dirsi una immagine reale della sorgente.

Praticamente questa « lente magnetica elettronica » non si può costituire, come abbiamo supposto avanti, con un solenoide che riveste tutto il tubo e che sarebbe ingombrante. Si è trovato però che le condizioni di convergenza sono soddisfatte anche da una bobina di piccolo spessore, o da un sistema equivalente, come quello indicato in sezione in fig. 8: la bobina non è di piccolo spessore ma si comporta come tale, perchè racchiusa in una custodia di ferro che lascia partire le linee di forza da orli vicini. La distanza focale della lente così fatta, si calcola con la formola generale (4).

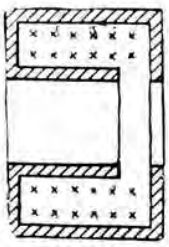


FIGURA 8.

$$\frac{1}{f} = \frac{e}{8m} \frac{1}{V_o} \int_{-\infty}^{+\infty} H_z \, dz$$

essendo la $z$ computata lungo l'asse, $h_z$ la componente del campo parallela a quest'ultimo, e $V_o$ la velocità del fascio in volt.

---

(4) M. KNOLL. - Elektrische Elektronenlinsen für kathodenstrahlröhren. *Arch. für Elektrot.* 1934. pag. 1, XVIII - I. Questo autore ha pubblicato numerosi lavori sull'argomento in *Zeitshrift für Physik.*

E. BRÜCHE - Die Braunsche Röhre als Problem der geometrischen Elektronenoptik. - *Archiv. für Elektrot.* 7 giugno 1934, p. 384.

5 - Il metodo magnetico descritto sopra ha l'inconveniente di richiedere l'applicazione di una bobina esterna con relativa batteria di alimentazione. Si è perciò tentato di ottenere lo stesso risultato ricorrendo ad un campo elettrico ausiliario. Il problema è però ora più complicato, perchè, se è relativamente facile applicare un campo che rimandi gli elettroni sull'asse, è difficile fare in modo che le traiettorie convergano tutte allo stesso punto.

Riferiamoci, per fissare le idee, allo schema in fig. 9, in cui è $F$ la sorgente ed $S$ lo schermo, e consideriamo due elettroni che, in assenza di concentratore, andrebbero in $A$ e $B$. Se applichiamo un campo capace di imprimere ad ambedue lo stesso impulso verso l'asse $FO$, non otteniamo l'effetto voluto; infatti,




FIGURA 9.

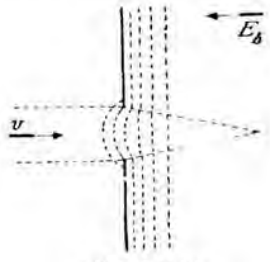



FIGURA 10.

regolando il campo in modo da spostare $A$ in $O$, accade che B, il quale subisce la stessa deviazione, va a finire in $B'$; quindi si ottiene lo scopo di restringere la macchia ma non di ridurla ad un punto. Occorre pertanto che gli impulsi verso l'asse siano in ragione inversa delle deviazioni iniziali.

La questione, studiata ampiamente da Knoll e da altri, ha avuto due soluzioni; la prima utilizza la struttura particolare del campo elettrico uscente dall'orlo di una lamina, la seconda si basa sull'impiego di vere e proprie «lenti» elettriche, che hanno forma analoga e quelle ottiche.

Il tipo più semplice della prima categoria è quello a lamina forata. Si tratta semplicemente di un anodo addizionale disposto come quello di lancio, ed avente potenziale superiore a quello dell'ambiente che lo circonda.

In fig. 10 è indicato il caso particolare semplice in cui il fascio di elettroni è inizialmente parallelo, ed il campo elettrico

sulla faccia di arrivo degli elettroni è zero e sull'altra ha un certo valore di $E_b$ volt/cm in direzione contraria al moto. Le superfici equipotenziali hanno in tal caso l'andamento delle curve a trattini. Poichè le traiettorie si incurvano nel verso per cui tendono a disporsi perpendicolari alle superfici equipotenziali, si intuisce che gli elettroni più lontani dall'asse vengono più deviati e che quindi è possibile soddisfare, se il foro è piccolo, alla condizione di concentrazione detta innanzi.

Si dimostra che la distanza focale della lente equivalente è circa data da:

$$\frac{1}{f} = \frac{E_a + E_b}{4\,V_o}$$

in cui $V_o$ è la velocità del fascio in volt, $E_a$ ed $E_b$ i campi in volt/cm agenti verso la lamina. Così, se sul lato di arrivo agisce

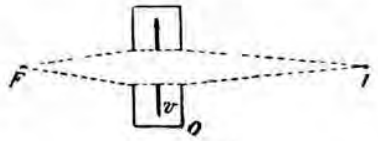



FIGURA 11.

un campo acceleratore di 5 volt/cm e sul lato opposto uno ritardatore di 15 volt/cm, si ha, con $V_o = 250$ volt:

$$\frac{1}{f} = \frac{15 + 5}{4 \times 250} = 0{,}02$$

cioè $f = 50$ cm.

Il metodo viene applicato generalmente col dispositivo a tre lamine di Knoll, indicato in fig. 11; le due esterne sono a potenziale zero (a terra con l'anodo), e la centrale ad un potenziale $V$ fortemente positivo o leggermente negativo, il quale viene regolato in modo da ottenere la voluta distanza focale.

Combinando opportunamente vari elettrodi forati, si può costituire un sistema di lenti compensato per quanto riguarda i difetti che potremmo, con parola dell'ottica, chiamare di sfericità, ed ottenere ottimi risultati; un esempio è in fig. 12.

La distanza focale risultante è in generale data da:

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{8\sqrt{V_0}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{E_z^2}{V_z^3}\, dz\,,$$

in cui $V_0$ è la velocità del fascio, $E_z$ la componente del campo elettrico lungo l'asse, e $V_z$ il potenziale nei diversi punti dell'asse medesimo, computato rispetto al catodo.

Il metodo degli elettrodi forati ha ancora qualche inconveniente, perchè i fori devono essere stretti e quindi piccola la potenza del fascio. Per andare ancora più oltre, si è pensato di costruire combinazioni di elettrodi di rete metallica, aventi proprio

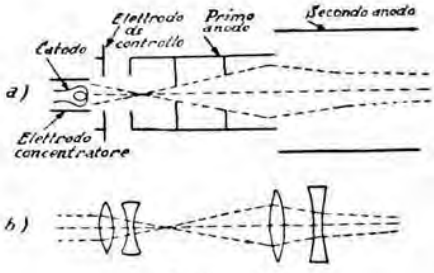



FIGURA 12.

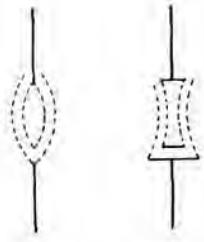


FIGURA 13.

la forma di lenti; due tipi, l'uno convergente e l'altro divergente, sono indicati in fig. 13. Si vede subito che le possibilità del metodo sono molto più estese di quelle dei sistemi precedenti, sia per l'ampiezza del fascio di raggi, e sia perchè è possibile conformare le superfici equipotenziali come si vuole, variando opportunamente la forma delle reti e studiare così la soluzione migliore per eliminare i difetti di sfericità e simili.

Lo studio delle traiettorie si può anche ora eseguire considerando le forze che il campo esercita sull'elettrone, ma gli autori trovano vantaggio a spingere ancora più avanti l'analogia ottica, considerando addirittura il getto di elettroni come un fascio di raggi luminosi di lunghezza d'onda data dalla relazione di De Broglie:

$$\lambda = \frac{h}{m\ v}$$

ed il concentratore come un sistema di lenti formato da un mezzo otticamente tanto più rifrangente quanto maggiore è il campo elettrico. Si ha così il vantaggio di applicare senz'altro al nostro problema tutte le formole dell'ottica e tradurre i calcoli in una forma estremamente agevole ed espressiva (5).

6 - Ci siamo fin qui occupati del modo di produrre e concentrare il fascio di raggi catodici; seguendo l'ordine che ci eravamo proposto, passeremo ora a trattare degli elettrodi usati per controllarlo in direzione ed intensità.

A tale scopo è utile richiamare brevemente la formola di deviazione. È possibile deviare un getto di elettroni sia per mezzo

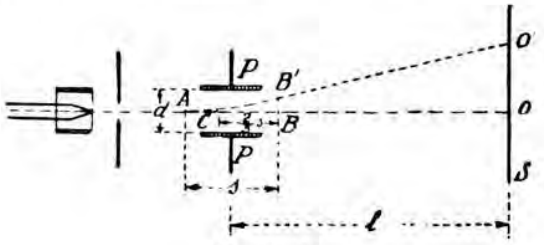



FIGURA 14.

di un campo magnetico che di un campo elettrico; ma del primo si fa quasi mai uso in pratica, perchè la produzione del campo magnetico richiede l'impiego di una bobina percorsa dalla corrente da esaminare, il che importa consumo di energia ed alterazione della forma d'onda.

Il deviatore elettrostatico è, nella forma più semplice, costituito da due piastrine $PP$ (fig. 14) che producono un campo ortogonale al raggio. Tale campo non è certo uniforme, ma, per dedurre in modo semplice la formola di deviazione, ci conviene considerarlo tale, prescindendo dalle dispersioni di flusso elettrico agli orli. Nell'intervallo $s$, in cui agisce un campo uniforme, la traiettoria è ovviamente una parabola, poi diviene una retta, che è tangente alla parabola nel punto $B'$ di uscita dal campo. Per

(5) G. VALLE. - Il microscopio etettronico. *L'Elettrotecnica*, 25 ott. 1933 n. 30, pag. 697.

una proprietà di questa curva, tale tangente incontra la tangente $AO$, cioè l'asse del tubo, in un punto $C$ che dista da $B$ di $\frac{2}{3}\ s$; d'altra parte lo spostamento $BB'$ vale $\frac{1}{2}\ a\ t^2$, essendo $a$ l'accelerazione nella direzione del campo; quindi l'angolo di deviazione $\alpha$ è dato da:

$$\alpha = \text{arc tang}\ \frac{a\ t^2}{2\ \frac{2}{3}\ s}.$$

Lo spostamento $OO'$, subito dalla macchia luminosa sullo schermo, risulta $CO$ tg $\alpha$, cioè:

$$OO' = \left(l + \frac{s}{6}\right) \frac{a\ t^2}{\frac{4}{3}\ s}$$

Ora $t = \frac{s}{v}$, $a = \frac{V_d}{d}\ \frac{e}{m}$ ($V_d$ tensione deviatrice, $d$ distanza fra le piastrine); quindi, trascurando $\frac{s}{6}$ rispetto ad $l$, e tenendo conto che $v = \sqrt{\frac{2\ e\ V_o}{m}}$.

$$OO' = l\ \frac{\frac{V_d}{d}\ \frac{e}{m}\ s^2}{\frac{4}{3}\ s\ d\ \frac{2\ e\ V_o}{m}} = \frac{3\ V_d\ s}{8\ d\ V_o}\ l.$$

Con $V_o = 1000$ volt, $V_d = 1$ volt, $d = 0{,}5$ cm, $s = 2$ cm, $l = 20$ cm, si ha:

$$OO' = \frac{3 \times 2 \times 20}{8 \times 0{,}5 \times 1000} = 0{,}3 \text{ mm}.$$

L'apparecchio è dunque relativamente « sordo », ed il difetto si accentua nei tubi con alta tensione anodica.

La formola indica chiaramente il rimedio: aumentare $s$ e diminuire $d$, ma ciò si può fare solo se l'apparecchio è destinato allo studio di fenomeni a frequenza bassa, altrimenti la capacità che

in tal modo il deviatore assume diviene eccessiva. Nei tubi non usati per frequenze radio, le piastre sono perciò del tipo in fig. 15 con la minima distanza e massima estensione, ed incurvate in modo che il fascio deviato non vada a colpirle.

Diverse sono le esigenze degli oscillografi per frequenze elevatissime. Qui occorre che la capacità sia ridotta al minimo inevitabile, sia riducendo ed allontanando le piastrine, e sia facendo uscire i rispettivi reofori per la via più breve perpendicolarmente al tubo (fig. 16).

I tubi speciali per studi sulle onde ultracorte hanno inoltre una della paia di piastre divisa nel modo indicato dalla fig 17.

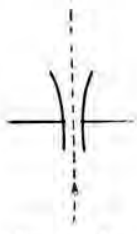


FIGURA 15.

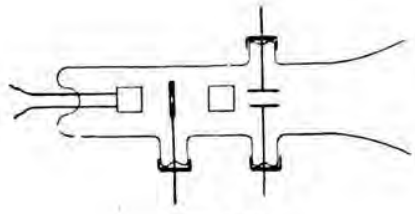


FIGURA 16.

L'espediente serve per far si che i centri dei due deviatori coincidano, in modo da evitare l'errore di fase dovuto al ritardo elettronico. In questi tubi, infatti, l'efficienza delle piastrine deviatrici è minima, perchè minima deve esserne la capacità e quindi l'estensione. Pertanto, ad evitare che il tubo divenga poco sensibile, occorre tener bassa la velocità. Ne segue che, con un sistema del tipo in fig. 16, risulta notevole, nei confronti del periodo, il tempo impiegato dagli elettroni nel passare da un deviatore all'altro. Chiamando quindi $\tau$ il ritardo suddetto, e $T$ il periodo, si ha che il sistema funziona come se i centri dei deviatori coincidessero, ma le tensioni fossero sfasate di $\varphi = \frac{\tau}{T}$ ; applicando due tensioni in fase, si ha perciò un'ellisse invece che una retta.

Col dispositivo in fig. 17 ciò non avviene, e viene eliminato, in parte, un altro inconveniente, pure dovuto al fatto che il tempo di passaggio dell'elettrone attraverso il deviatore è dello stesso or-

dine del periodo della tensione in esame. Nella formola di deviazione ricavata innanzi, abbiamo supposto infatti che la $V_d$ sia costante per la durata $\tau$ di passaggio di un elettrone; è chiaro che se, invece, la $V_d$ varia, si potrà approssimativamente adoperare la stessa formola ponendo per $V_d$ il valore medio $\frac{1}{\tau}\int_t^{t+\tau} V_d \, dt$, il quale, essendo $V_d = V_{do}$ sen $\omega t$, si annulla per $\tau = nT$ ($n$ intero) ed è inferiore a $V_{do}$ negli altri casi. La lunghezza $\sigma$ della linea segnata sullo schermo varia perciò in funzione dell'onda come è indicato in fig. 18. Utilizzando piastre divise come quelle in fig. 17, si può ridurre l'inconveniente. Quando il periodo della oscillazione è molto piccolo, il raggio assume infatti una forma che, osservata in un certo istante, si presenta come quella in fig. 19, poichè lungo di esso gli spostamenti trasversali si propagano come onde progressive lungo una corda: è intuitivo che, nella condizione rappresentata in figura, le azioni esercitate dalle due parti del deviatore si sommano, mentre si sottrarrebbero se esse fos-

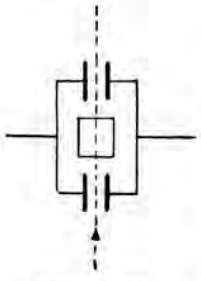


FIGURA 17.

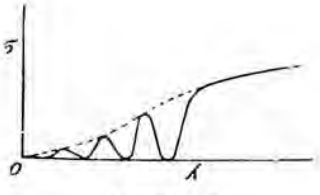



FIGURA 18.

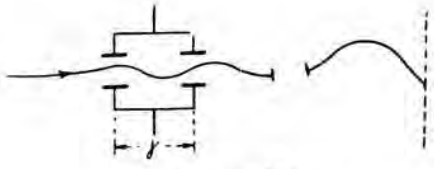



FIGURA 19.

sero unite. Detto $\gamma$ l'intervallo tra i loro centri e $v$ la velocità, la condizione di sensibilità massima risulta:

$$\frac{\gamma}{v} = T.$$

Per ogni onda si può quindi determinare, entro certi limiti, una tensione anodica per la quale l'effetto del ritardo elettronico rimane pressochè compensato.

Oltre il controllo in direzione, è necessario, nei tubi per televisione, anche quello in intensità. In principio si adoperava, per tale scopo, un elettrodo collocato appena avanti al filamento, e funzionante come la griglia di un triodo. Ma con questo sistema si hanno immagini un po' difettose, perchè la griglia altera non solo il numero degli elettroni, ma anche la distribuzione del campo elettrico di lancio, alla quale è legata, come si è visto, la « messa a fuoco » del puntino luminoso. Occorre perciò un dispositivo che controlli il numero degli elettroni senza modificare il campo. Ciò si ottiene oggi col metodo « per deviazione », cioè stornando lateralmente dal fascio una parte degli elettroni; uno schema è indicato in fig. 20: tra l'anodo ed il successivo elettrodo forato *B*,

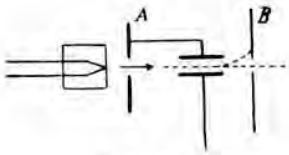



FIGURA 20.

con cui si inizia il sistema concentratore, vi è una coppia deviatrice la quale, deviando leggermente il fascio, ne manda una parte contro l'orlo del foro di *B* che lo assorbe.

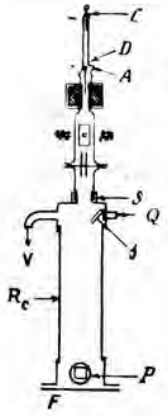
7 - Prima di passare alla parte conclusiva di questa esposizione, e cioè alla registrazione fotografica dell'immagine, è necessario dire qualcosa sugli oscillografi a catodo freddo.

I tubi descritti avanti hanno grandissimi pregi di semplicità e maneggevolezza, ma risultano inadatti nei casi in cui si voglia spingere l'analisi del fenomeno fino ai più minuti particolari, come, per esempio, è necessario nello studio dei transitori negli impianti industriali. In essi infatti il raggio elettronico non segna direttamente la figura sulla pellicola fotografica, ma eccita la fluorescenza di uno schermo, il quale viene a sua volta fotografato.

Per poter esporre la pellicola direttamente all'azione del raggio, bisogna poter aprire il tubo per introdurla; ciò è difficile nei tubi

a catodo caldo, che hanno delle condizioni di vuotatura molto critiche. Nei tubi tipo Braun, invece, una certa quantità di aria residua è necessaria, e non occorre che la pressione di essa sia regolata con gran cura.

L'apparecchio è generalmente costituito da una parte in vetro (da *C* fino ad *S* in fig. 21) contenente il sistema generatore del fascio con gli organi di concentrazione e deviazione, e da un tubo di metallo che contiene quelli di apertura e chiusura per la introduzione della lastra. L'impianto è completato da una pompa che è tenuta sempre in moto durante il funzionamento, e da un alimentatore che fornisce la tensione di 50 kV occorrente.

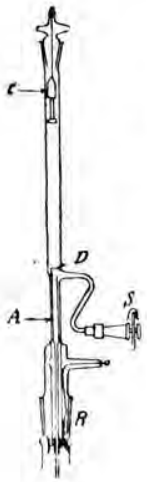



*C* = catodo.
*A* = anodo.
*D* = diaframma forato limitatore del fascio.
*S* = giunto fra le parti in vetro ed in metallo.
*Q* = cannocchiale per l'osservazione della figura.
*s* = specchio.
*V* = attacco della pompa.
$R_c$ = corpo metallico.
*P* = pellicola fotografica.

FIGURA 21.

Il generatore del raggio è rappresentato in dettaglio nella figura 22. Quando la pressione è ridotta ad una piccola frazione di mm di mercurio, si fa innescare la scarica tra il catodo *C* e l'anodo *A*, che è formato da un diaframma forato *D* e da un tubetto che guida il getto fino al concentratore. È noto che in queste condizioni la caduta di tensione si localizza quasi per intero in uno straterello aderente al catodo; la superficie di questo è quindi assoggettata ad un campo elettrico enormemente intenso, il quale distrugge, per così dire, la barriera di potenziale che in condizioni ordinarie impedisce agli elettroni di uscire dai metalli freddi. Un certo numero di elettroni parte così in direzione per-

pendicolare alla superficie ed, una volta oltrepassato lo straterello in cui è localizzato il campo, prosegue in moto rettilineo ed uniforme, poichè la ionizzazione dell'ambiente impedisce il formarsi di campi disturbatori. Una parte di questi raggi passa nel forellino del diaframma e va sulla pellicola fotografica. Il concentratore, necessariamente magnetico data l'esistenza del gas ionizzato che impedi-




$C$ = catodo.

$A$ = anodo.

$D$ = diaframma forato limitatore del fascio.

$S$ = valvola di ammissione dell'aria.

$R$ = giunto.

FIGURA 22.

rebbe il funzionamento di quelli elettrici, non ha nulla di particolare, e così il deviatore.

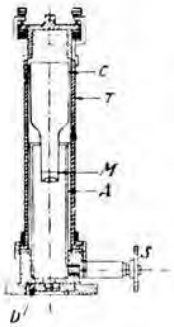
È da notare il sistema di circolazione dell'aria che deve essere continuamente rifornita, altrimenti la pompa spingerebbe eccessivamente il vuoto. I gas entrano nel tubo di scarica ed escono dal corpo inferiore, in modo che nel primo regna una pressione relativamente alta (0,01 mm di Hg), adatta alla produzione della scarica col rendimento migliore, e nel secondo vi è la massima rarefazione (0,0001 mm di Hg), onde evitare attenuazione del raggio.

Nei tipi di grande potenza (6), il tubo di scarica è costituito come in fig. 23, con elettrodi di massa rilevante, e catodo con-

(6) G. BURGER. - Progrès réalisés dans l'oscillographie cathodique. - *Revue Gen. de l'Electricité*, 1934, vol. XXXV, pag. 307.

cavo, in modo che i raggi vanno a concentrarsi nel foro dell'anodo.

Gli impianti a catodo freddo sono assai più costosi dei tubi ordinari, e l'impiego loro è riservato ai laboratori specialmente attrezzati per lo studio dei transitori. Un gruppo moderno e potente è stato acquistato di recente dalla Scuola Ingegneri di Napoli (7); riportiamo in fig. 24 la sezione schematica di uno dei tubi che lo formano.




$C$ = corpo del catodo.

$T$ = tubo di porcellana.

$M$ = testa del catodo.

$A$ = anodo.

$D$ = diaframma.

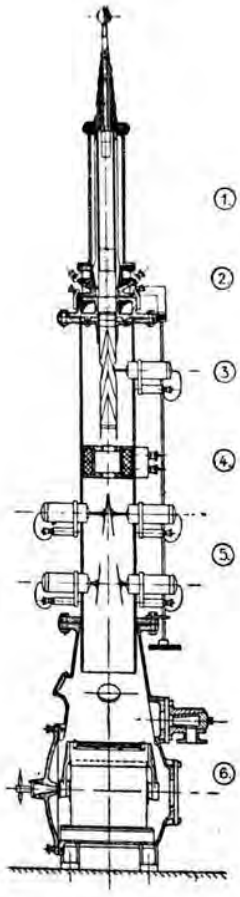
FIGURA 23.

8 - La registrazione della figura oscillografica può essere fatta, come si è già detto, col metodo indiretto, utilizzando la luce emessa dallo schermo fluorescente, o con quello diretto, esponendo la pellicola ai raggi catodici.

Per la registrazione indiretta, occorre trasformare l'energia degli elettroni in energia luminosa. Questo compito è affidato ad uno schermo ricoperto di una sostanza, generalmente un miscuglio di tungstato di calcio e silicato di zinco, che emette luce verde fortemente attinica quando è colpita del raggio. Purtroppo, per quanto la questione sia stata molto studiata, il rendimento della conversione, cioè il rapporto tra energia luminosa emessa ed energia degli elettroni in arrivo, è scarso. A questo inconveniente è possibile ovviare

(7) L'oscillografo acquistato dalla Scuola di Napoli corrisponde a quello descritto dal Peterlongo negli Atti del Congresso dell'A.E.I. di Firenze - 1932, pag. 223.

quando il fenomeno da osservare è periodico, come generalmente avviene in radiotecnica, facendo in modo che le caratteristiche da rilevare siano rappresentate da una figura stazionaria da poter fotografare con lunga posa.



① 1 - Tubo di scarica.

② 2 - Sede sferica per l'aggiustaggio.

③ 3 - Passante e dispositivo di blocco, che assorbe il raggio in attesa del fenomeno transitorio.

④ 4 - Bobina di concentrazione.

⑤ 5 - Tubo di deviazione con passanti e piastre.

⑥ 6 - Camera di presa con cassetta fotografica.

FIGURA 24. — **Sezione principale di un oscillografo moderno a catodo freddo.**

Vi sono dei fenomeni che già sono di per se tali da dar luogo ad una figura stazionaria, senza bisogno di ricorrere a circuiti ausiliari. Tale è il caso dei confronti di frequenza o fase tra due oscillazioni; ma si tratta di circostanze un po' eccezionali;

generalmente è data una tensione periodica di cui si vuol conoscere la variazione in funzione del tempo. Per ottenere in tale circostanza sullo schermo la curva rappresentativa della differenza di potenziale $v = f(t)$ in coordinate cartesiane, bisogna imprimere al raggio due spostamenti, l'uno proporzionale a $v$: $y = k_1 v$, e l'altro, ortogonale, proporzionale al tempo: $x = k_2 t$. Il primo si ottiene senz'altro applicando la $v$ ad un paio di placche, attraverso un traslatore che la porti al valore giusto; per l'altro occorre un oscillatore speciale, capace di fornire una tensione della forma « a denti di sega » indicata in fig. 25. Ogni dente della « sega » è formato da due tratti rettilinei, l'uno $OA$ rappresentante un moto di

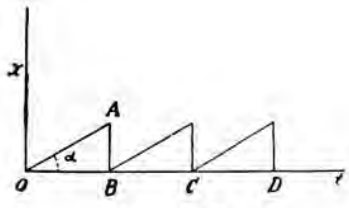



FIGURA 25.

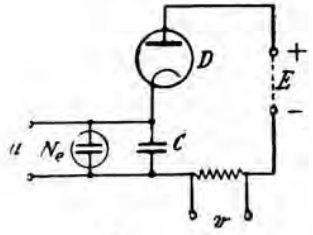



FIGURA 26.

velocità costante tang $\alpha$, e l'altro $AB$ che raffigura uno scatto brusco il quale riporta la macchia luminosa alla posizione di origine. Se si tratta di rilevare una tensione sinusoidale $v = A \operatorname{sen} \omega t$, si ha una traiettoria le cui ordinate sono $y = k_1 v = k_1 A \operatorname{sen} \omega t$, e le ascisse $x = t \operatorname{tg} \alpha$, la quale è perciò la sinusoide $y = k_1 \operatorname{sen} \omega \frac{x}{tg\alpha}$. Affinchè i tratti di sinusoide disegnati durante i successivi « denti » della sega si sovrappongano e diano l'immagine fissa, occorre che l'oscillatore ausiliario stia in sincronismo con la $v$, oppure abbia una delle sue armoniche in sincronismo.

A tutte queste esigenze soddisfa un tipo speciale di oscillatore a relassazione, schematicamente costituito come in fig. 26.

La capacità $C$ viene caricata, dalla sorgente $E$ a tensione continua, attraverso il diodo $D$ che lavora in saturazione e lascia passare la corrente costante $I_s$ in modo che la tensione ai capi di $C$ è $u = \int \frac{I_s}{C} dt = \frac{I_s t}{C}$ lineare col tempo. Quando la $u$ raggiunge

il valore $U_l$ per cui la lampada al neon $N_e$ innesca, la capacità si scarica bruscamente, perchè la $N_e$ assume resistenza quasi zero, e la $u$ esegue lo scatto brusco $A\,B$ della fig. 25. In seguito la $N_e$ si deionizza e riassume resistenza infinita lasciando di nuovo ricaricare la $C$.

Il sistema quindi fornisce una tensione $u$ del tipo voluto, avente un periodo dato, trascurando il tempo di scarica, da:

$$U_l = \frac{I_s\, T}{C}; \qquad T = \frac{C\, U_l}{I_s}$$

che si può quindi far variare agendo su $I_s$, cioè sull'accensione del diodo, in modo da portarlo a coincidere con quello della $v$ o con un suo multiplo intero.

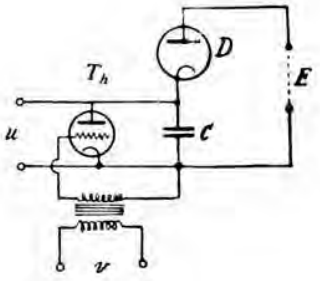



FIGURA 27.

Per fare in modo che si stabilisca il sincronismo, si dispone in serie con $C$ e $D$ una resistenza $R$, ai capi della quale si fa agire la $v$. Questa va alternativamente in diminuzione ed in aumento della $E$, e quindi favorisce l'innesco di $N_e$ negli istanti in cui va in aumento, obbligando il sistema a mettersi per così dire al passo. Nei tipi più recenti, il risultato si ottiene anche meglio impiegando, invece della lampada al neon, un thyratron, cioè un triodo a vapore di mercurio ($T_h$ in fig. 27).

Come è noto, in tal caso l'innesco non può avvenire se la griglia non è sufficientemente positiva; quindi la tensione $v$ ad essa applicata, consentendo al condensatore di iniziare la scarica solo durante le proprie alternanze positive, obbliga il sistema ad oscillare con la frequenza propria, o con quella, in rapporto armonico

con la propria, che più si avvicina alla frequenza data dalle costanti $I_s$, $U_l$ e $C$.

Il metodo dà in pratica ottimi risultati, purchè tanto il diodo che il tubo a gas siano molto stabili, altrimenti la figura non risulta immobile ed in scala costante di tempo. Molto spesso accade che il tratto $O\,A$ (fig. 25) non è rettilineo per intero; in tal caso conviene utilizzarne solo quella parte che può identificarsi con un segmento di retta. Siccome questo è generalmente poco esteso, occorre che il rapporto di sincronismo sia assai elevato, in modo che nel tratto stesso capiti un numero sufficiente di onde. Conviene in tal caso, come suggerisce il prof. Vecchiacchi (8), demoltiplicare la $\nu$, cioè ricavarne una tensione a frequenza sottomultipla che si manda alla griglia del thyratron. In questo modo si può estendere considerevolmente il campo di azione dell'oscillografo verso le alte frequenze.

9 - Come abbiamo già osservato, il rilievo dei transitori è pressochè impossibile per mezzo della registrazione indiretta, poichè la lastra va impressionata da un solo passaggio del fascio, il quale deve camminare a velocità elevatissima affinchè risultino ben visibili tutti i minuti particolari del complicato fenomeno. L'impiego dei tipi a catodo freddo con registrazione diretta, è in tali casi obbligatorio.

Nei primi oscillografi Dufour, lo sviluppo dell'oscillogramma lungo le $x$ era ottenuto facendo scorrere il film per mezzo di un dispositivo complicato e macchinoso; oggi si preferisce tener fermo il film, ed imprimere moto uniforme al raggio con un metodo affine a quello già descritto a proposito della registrazione indiretta. Il problema è però ora un po' diverso; occorre che, in attesa del transitorio, il raggio sia tenuto bloccato, venga lanciato contro il film all'inizio del fenomeno, fatto spostare poi con moto uniforme lungo le $x$, ed infine bloccato di nuovo.

---

(8) F. VECCHIACCHI. - Applicazione della demoltiplicazione statica di frequenza all'oscillografo catodico. - *L'Elettrotecnica*, 25 ott. 1928, n. 30, p. 805, e pubblicazione R. I. E. C., n. 44.

Si adopera per lo scopo un circuito del tipo della fig. 28. L'oscillografo è messo in derivazione con una capacità ed un tetrodo $T_1$ (montato come triodo); quest'ultimo è inizialmente bloccato da un forte negativo di griglia, di guisa che la $C$ è tenuta carica dalla $E$ attraverso l'alta resistenza $R$.

Sbloccando $T_1$, e portandolo anzi in saturazione con un forte positivo di griglia, si provoca la scarica di $C$ con corrente costante, il che determina la voluta variazione lineare di tensione; il condensatore $C$ non torna poi a caricarsi, perchè la griglia di $T_1$ viene lasciata positiva; quindi il raggio, che era prima completamente deviato da un lato, rimane poi completamente deviato dal-

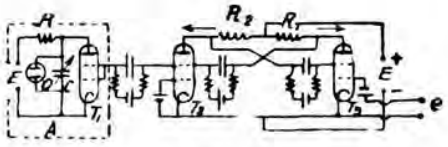



FIGURA 28.

l'altro. Il comando di $T_1$ è affidato ad uno speciale relais elettronico, formato da due tubi $T_2$ e $T_3$ montati in guisa da costituire una specie di multivibratore, avente delle costanti che non permettono l'innesco di oscillazioni, ma che ha equilibrio instabile. La corrente di alimentazione passa sempre interamente attraverso l'uno dei tubi mentre l'altro è bloccato: basta però un piccolo impulso per invertire le condizioni. Se quindi in fig. 28 la corrente passa tutta inizialmente per $T_3$, si ha caduta di tensione attraverso $R_2$ e la griglia di $T_1$ è a tensione bassa; ma appena, dai morsetti $c$, arriva sulla griglia di $T_3$ l'impulso iniziale del transitorio, il sistema scatta deviando la corrente in $T_2$; poichè in $R_2$ non passa ora più corrente, il potenziale della griglia di $T_1$ sale e fa scaricare $C$, rimanendo poi nel nuovo stato di equilibrio. L'impiego di un thyratron in luogo del tetrodo $T_1$ risolve anche meglio il problema; basta in tal caso mandare l'impulso direttamente sulla griglia di esso che, una volta innescato, rimane stabilmente in stato di scarica anche se il potenziale di griglia continua a variare.

Il bloccaggio del fascio prima dell'inizio e dopo la fine della registrazione deve essere rigoroso, altrimenti la lastra fotografica si altera; serve a tale scopo un deviatore ausiliario, detto di « sgancio » disposto analogamente a quello indicato in fig. 20 e comandato dallo stesso relais elettronico.

Il circuito avanti descritto ha portato una semplificazione importante nell'impiego dell'oscillografo a catodo freddo; rimane però sempre il penoso perditempo per aprire, chiudere e rivuotare ogni volta che si cambia il film. Si sta ora tentando di eliminare anche questo inconveniente ricorrendo alla cosi detta « finestra elettronica », attraverso la quale il raggio esce dal tubo per impressionare una lastra collocata all'esterno. La « finestra » è un'apertura su cui è tesa una reticella che sostiene una pellicola di celluloide (fig. 29). Quest'ultima impedisce all'aria di entrare nell'apparecchio, ma consente agli elettroni, che la colpiscono con velocità altissima, di uscire; naturalmente questo passaggio è accompagnato da una forte attenuazione del raggio, dovuta in parte all'assorbimento della pellicola e in parte a quello dello spessore d'aria tra questa e la lastra. Il metodo può quindi applicarsi solo a tubi molto potenti.

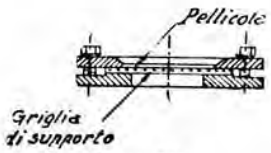


FIGURA 29.

10 - Terminata questa rapida rassegna, daremo una descrizione succinta del nuovo oscillografo acquistato dall'Istituto Milit. S. T.

Il tubo è del tipo a catodo caldo con riempimento di argon, costruito dalla Von Ardenne di Berlino; la forma e la disposizione degli elettrodi sono indicate in fig. 30; funziona con tensione anodica normale di 1500 volt, ma può essere regolato da 500 a 2000 V.

La potenza del raggio e la luminosità dello schermo sono assai notevoli, tanto che si riesce a fotografare, con film cinematografico scorrente e quindi su un solo passaggio della macchia luminosa, fenomeni con frequenza fondamentale fino a 10 kHz, ed in modo ben netto, con velocità del film lungo l'asse dei tempi fino a 20 m/sec. Con velocità più alte è ancora possibile ottenere

qualcosa, ma si tratta di registrazioni poco visibili e quindi scarsamente utili in pratica. La capacità dei deviatori è ridotta al minimo; il funzionamento è quindi possibile anche in onde molto corte, con un limite dovuto al fatto che i deviatori non sono del tipo diviso indicato in fig. 17. Normalmente il tubo è custodito da un porta oscillografo provvisto di tutti gli attacchi necessari.

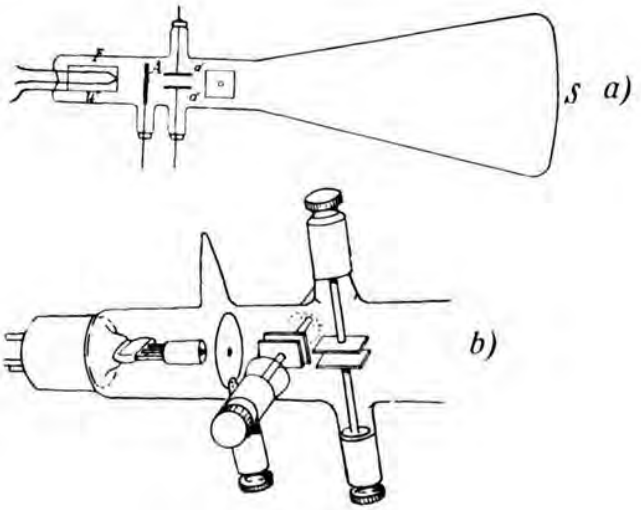



FIGURA 30.

L'alimentatore a corrente alternata, della General Radio Co. (fig. 31)(9) ha costruzione un po' diversa da quella degli alimentatori dei ricevitori comuni, poichè ha il compito di fornire correnti estremamente deboli (qualche μA) sotto tensioni relativamente alte (2000 volt) La corrente anodica è fornita da un diodo a mercurio; quella occorrente per il negativo del cilindro da un diodo comune; i filtri sono del tipo a resistenza-capacità, dato il piccolo valore della corrente.

All'atto dell'accensione va tenuto al minimo il potenziometro che regola la tensione anodica, al massimo quello del negativo

(9) Sono grato alla S. A. Ing. S. Belotti & C. che mi ha cortesemente autorizzato a ristampare i disegni.

di cilindro onde evitare che il catodo sia caricato bruscamente; indi si porta gradualmente il primo alla tensione di lavoro, e si regola l'altro fino ad ottenere la messa a fuoco della macchia luminosa.

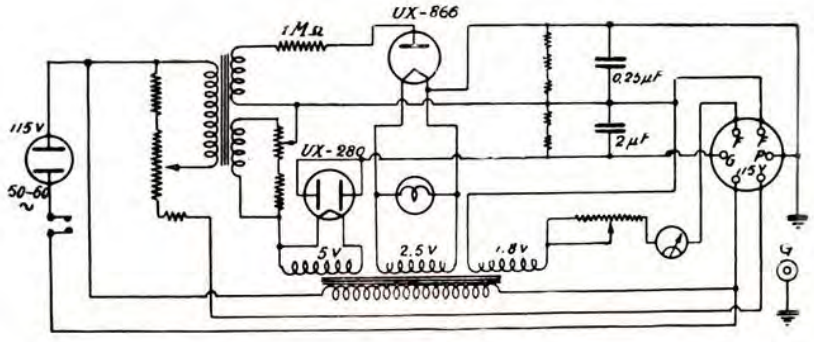



FIGURA 31.

Per ottenere l'asse dei tempi, è impiegato un oscillatore con capacità-thyratron sul tipo della fig. 28, avente un proprio alimentatore indipendente. Nella fig. 32, che ne riporta lo schema, 506 *P* 1 è il thyratron, 224 è il tubo che limita la corrente di ca-

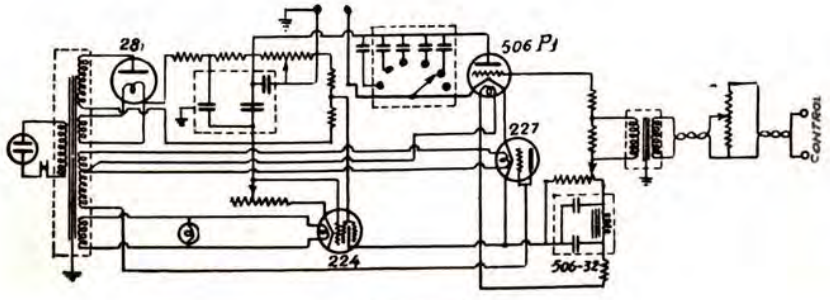



FIGURA 32.

rica della capacità, il quale è un tetrodo invece che un diodo in saturazione; anche nel tetrodo infatti la corrente anodica dipende pochissimo dalla tensione anodica, col vantaggio di poter

variare ampiamente la corrente stessa agendo non sull'accensione ma sul potenziale della griglia controllo, il che è assai più comodo. La variazione della frequenza propria del circuito si ottiene agendo sulla capacità mediante il commutatore segnato in figura che fa passare da una gamma all'altra, e, mediante l'apposita resistenza, sul negativo di griglia del tetrodo, che modifica la corrente di scarica e produce così la variazione continua in ogni gamma; l'estensione totale va da 10 a 8000 Hz.

Alla griglia del thyratron è applicata, attraverso il trasformatore schermato facente capo ai morsetti « control », la tensione

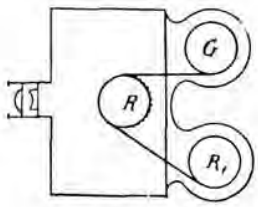



FIGURA 33.

in esame, più una tensione continua, fornita dal tubo 227 e spianata dal filtro 506-32. Ambedue sono applicate attraverso potenziometri che permettono di aggiustare la stabilità e la estensione della figura.

L'apparecchio viene messo in sincronismo direttamente dalla tensione da esaminare fino al limite di 100 kHz; più oltre occorre una demoltiplicazione preventiva.

Per la registrazione dell'oscillogramma, se esso è sotto forma di una figura stazionaria già distesa secondo l'asse dei tempi a mezzo dell'apparecchio descritto avanti, basta una comune macchina fotografica. Nel caso che non si possa ottenere la figura stazionaria, o non lo si voglia per evitare le piccole distorsioni causate dalla non linearità dell'asse dei tempi, si ricorre alla registrazione mediante film cinematografico scorrente.

Serve a tale scopo una macchina da presa (fig. 33) in cui il film è fatto scorrere nel piano dell'immagine prodotta dall'obbiettivo, con velocità uniforme in direzione ortogonale alla linea trac-

ciata dal raggio sullo schermo. Il film da impressionare viene introdotto nella camera $G$, fatto passare sul rullo dentato $R$, ed avvolto sul rocchetto $R_1$; $R$ ed $R_1$ sono azionati insieme da un motorino elettrico con volano.



FIGURA 34.

La manovra si esegue avviando prima il motorino e regolandone, mediante un reostato, la velocità al valore giusto, indi aprendo l'obbiettivo ed innestando, mediante apposita leva, l'ingranaggio conduttore del film sull'asse del motore. Generalmente sullo stesso film si registrano due o tre oscillogrammi l'uno accanto all'altro.

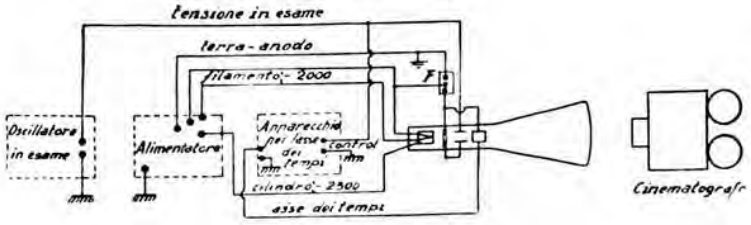



FIGURA 35.

La velocità del film viene prefissata in base al passo $p$ che si desidera per l'onda registrata ed alla frequenza. Così, se $f =$ $= 10$ kHz, $p = 2$ mm, si ha $v = fp = 20$ m/sec. La fig. 34 riporta un oscillogramma rilevato a 20 m/sec e 10 kHz su un oscillatore a battimenti.

Lo schema secondo cui l'apparecchio è tenuto montato normalmente è riportato in fig. 35. Esso esegue l'analisi dell'oscillatore in prova sia per figure stazionarie che per film scorrente. Il filtro *F* è stato aggiunto esternamente all'alimentatore perchè quello interno non era sufficiente.

Oltre che per l'esame di oscillatori, l'impianto viene adoperato per l'analisi della distorsione nei ricevitori, confrontando la forma di modulazione della tensione, applicata all'aereo mediante apposito trasmettitore locale, con l'onda acustica ricavata nei vari stadi di bassa frequenza. Serve inoltre come strumento per misure di tensione in onde ultracorte, confronti di frequenza e fase ecc.. Di queste applicazioni faremo cenno in un lavoro successivo.

U. Tiberio.

* * *

**NOTA.** — Oltre al complesso a raggi catodici descritto nell'articolo, l'Istituto Militare S. T. ha acquistato un apparecchio a specchi oscillanti per dimostrazione didattica, costruito dalla Casa Sprenger. Poichè scopo di questa esposizione è anche di illustrare i nuovi apparecchi dell'Istituto, ne parleremo brevemente in una nota aggiunta, per dare una utile informazione a coloro che si dedicano all'insegnamento elementare della radio.

L'apparato non serve a registrare, in modo più o meno esatto, forme d'onda, ma ad imprimere chiaramente nella mente degli allievi il meccanismo di funzionamento di un oscillografo ed i concetti fondamentali sull'analisi oscillografica.

Gli organi che formano un oscillografo a specchi, i quali normalmente costituiscono un insieme compatto e sono chiusi in una cassetta, sono invece qui, oltre che semplificati ed ingranditi, tutti montati separatamente, in modo che il tragitto del fascio luminoso può essere seguito con la massima facilità.

L'apparecchio è fornito di due equipaggi. Ciascuno di essi ha una propria sorgente luminosa, costituita da una lampadina chiusa in un piccolo proiettore, che invia un fascio di raggi paralleli sull'equipaggio mobile (fig. *a*).

Poichè la sorgente è debole, ed occorre per contro molta luce, affinchè l'oscillogramma proiettato su un grande schermo risulti ben visibile a distanza, lo specchietto oscillante deve avere dimensioni assai maggiori di quelle mi-

nuscole che ha negli apparecchi scientifici. Nel caso nostro ha un diametro di 6 mm; naturalmente, per far vibrare uno specchio di grandezza e massa così rilevanti, non si può adoperare il classico dispositivo galvanometrico, troppo delicato e troppo ingombrante per causa del suo grosso elettromagnete.

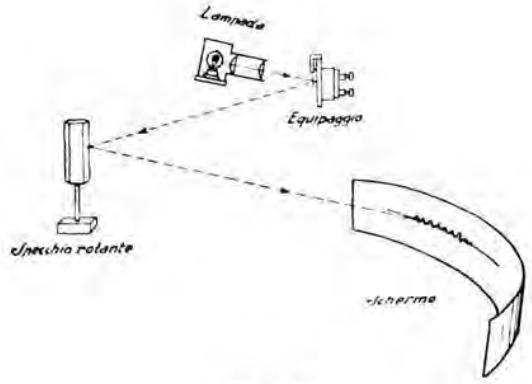



FIGURA *a)*.

La Ditta ha risolto il problema in modo semplice ed economico mediante una capsula telefonica, la cui membrana vibra, sotto l'azione delle ordinarie correnti acustiche, con forza sufficiente allo scopo.

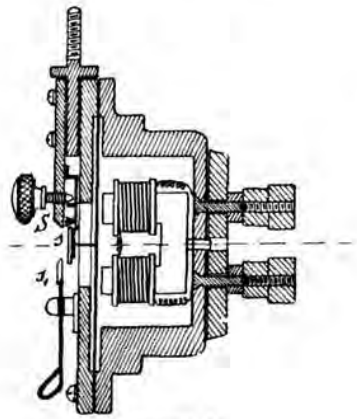



FIGURA *b)*.

L'equipaggio è indicato in dettaglio in fig. *b)*; il centro della membrana è collegato mediante un'asticella allo specchio mobile *s*, il quale è imperniato ad un supporto fisso *S*. Inutile dire che il sistema così congegnato non riproduce con fedeltà le varie frequenze, e che anzi ha delle risonanze che distorcono

gravemente la forma dell'onda, ma ciò interessa poco, dato il fine essenzialmente dimostrativo dell'apparecchio.

Dallo specchio vibrante, il raggio è inviato su un prisma ottagonale a facce speculari che, ruotando in un piano ortogonale a quello di vibrazione del raggio, imprime alla parte riflessa di questo il moto uniforme occorrente per sviluppare l'oscillogramma lungo l'asse dei tempi. Quest'ultimo è tracciato da un'altro raggio, riflesso da uno specchietto fisso $s_1$, collocato accanto a quello mobile.

IMPIEGO DELL' OSCILLOGRAFO DIMOSTRATIVO " SPRENGER „
PER L' ESAME DELLA VOCE O DI UN OSCILLATORE A BATTIMENTI

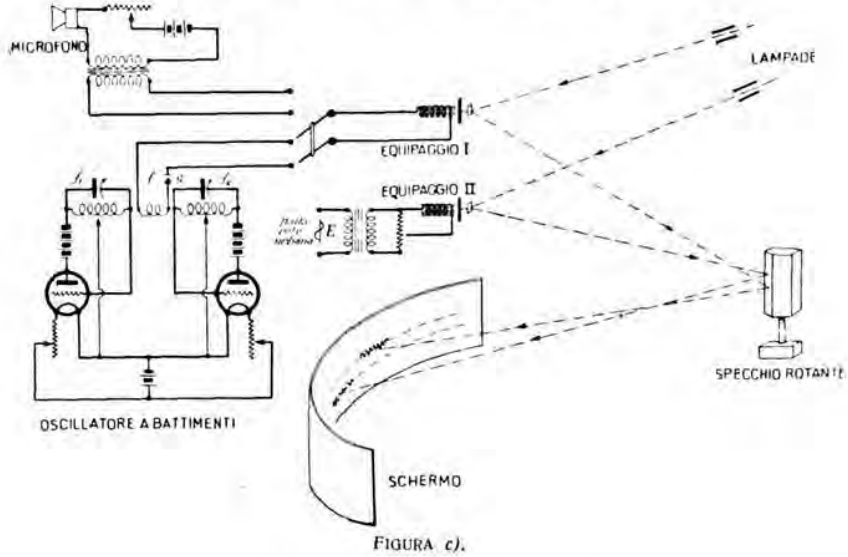



FIGURA *c)*.

Lo schermo, data la grande estensione delle immagini, è cilindrico, e di dimensioni tali che le curve riescono perfettamente visibili ad un uditorio anche numeroso. Si intende che le immagini risultano stazionarie solo se la velocità di rotazione dello specchio ottagonale è in rapporto armonico con la frequenza della corrente in esame; ma le dimensioni e la luminosità sono tali che, tenendo bassa la velocità di rotazione, le immagini successive si percepiscono distintamente e consentono di vedere con chiarezza la forma di una vocale pronunziata davanti al microfono eccitatore.

All'oscillografo sono annessi altri apparecchi dimostrativi, realizzati con lo stesso criterio: si tratta di grandi quadri di legno compensato sui quali sono tracciati con linee ben marcate, e visibili a distanza, degli schemi di oscillatori, ricevitori, ecc., e sui quali sono applicati, accanto ai simboli corrispondenti, i vari organi, e cioè valvole, bobine, connessioni.

Nelle figg. *c)* e *d)*, riportiamo due esempi di impiego del complesso. In fig. *c)* uno degli equipaggi, il II°, è comandato da una sorgente a frequenza costante *E*, che dà il riferimento per l'esame degli oscillogrammi tracciati dall'altro equipaggio, il quale può essere comandato da un microfono o da una coppia di oscillatori ad alta frequenza $f_1$ ed $f_2$, che dànno luogo, nel

IMPIEGO DELL'OSCILLOGRAFO DIMOSTRATIVO " SPRENGER „
PER L'ESAME DELLA DISTORSIONE DEI SUONI ATTRAVERSO UN COLLEGAMENTO RADIOFONICO

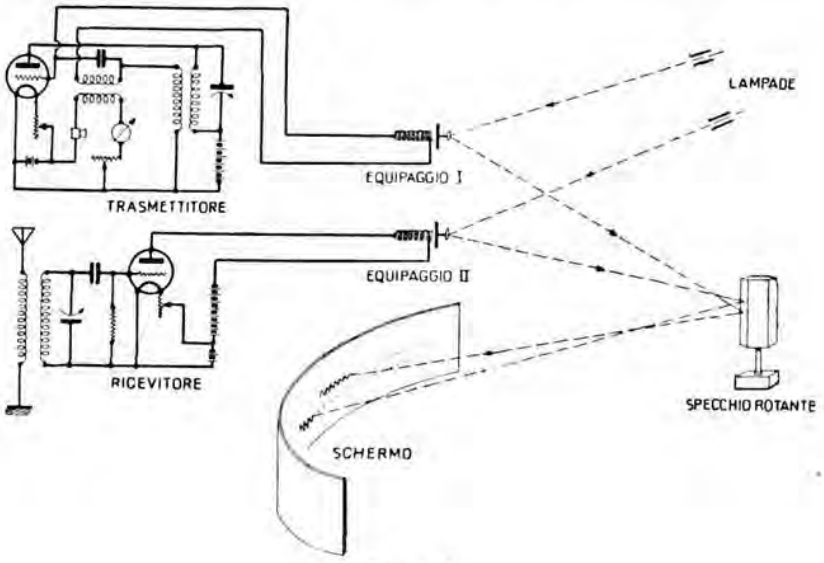



FIGURA *d)*.

circuito accoppiato *f*, alla oscillazione di battimento, rivelata da una galena *g*. Nella fig. *d)*, l'equipaggio I° è comandato dalla corrente microfonica che modula un trasmettitorino, ed il II° dalla corrente acustica ricavata dal ricevitore corrispondente, costituito da un semplice triodo rivelatore: confrontando le due curve, si ha una idea della distorsione causata dal radiocollegamento e delle sue variazioni in dipendenza delle caratteristiche dei tubi e delle tensioni di alimentazione.

Al complesso va riconosciuta una singolare efficacia didattica nei confronti di allievi da poco iniziati, poichè riesce ad imprimere ben chiari alcuni concetti fondamentali, e ciò con risparmio notevole di tempo e lavoro per l'insegnante.

U. T.

# La supereterodina del "Wireless World,, con una sola capacità variabile

(Da un gruppo di articoli di W. T. COCKING sul *Wireless World* di marzo ed aprile 1934).

1 - Il più importante fra i pregi per cui la supereterodina si è così largamente diffusa sta nel fatto che essa trasforma la frequenza del segnale portandola a coincidere con quella dell'amplificatore, contrariamente a quanto si fa negli altri tipi, in cui è l'amplificatore che deve accordarsi col segnale. Con ciò le capacità variabili si riducono a due sole: quella del circuito d'entrata e quella dell'oscillatore, in luogo delle quattro, cinque ed anche più, il cui comando, nei circuiti senza cambiamento di frequenza, costituisce un grave problema elettrico e meccanico.

Nel circuito descritto dal *Wireless World*, si fa un altro passo avanti, sopprimendo l'accordo del circuito di entrata, e riducendo così il comando alla semplice manovra della capacità dell'eterodina; sparisce quindi, con le sue complicazioni teoriche e costruttive, il problema di far variare con una sola manopola le capacità di due circuiti a scarto costante di frequenza (1).

Per arrivare a questo interessante risultato, l'ideatore ha osservato che il compito del circuito di entrata non è tanto quello di elevare la tensione del segnale desiderato, il quale ha frequenza $f_1 = f - f_o$ ($f$ = freq. dell'oscillatore, $f_o$ = freq. intermedia), quanto di eliminare l'altra eventuale trasmissione ricevibile con gli stessi valori di $f$ ed $f_o$, cioè la $f_2 = f + f_o$.

Se la $f_o$ è piccola, la differenza $2f_o$ tra l'onda desiderata e quella disturbatrice non è normalmente tale che quest'ultima cada

(1) L. SACCO. - Il comando unico dei ricevitori a supereterodina. - *Dati e memorie sulle radiocomunicazioni*, 1932.

fuori della gamma da ricevere: in tal caso, evidentemente, l'esclusione della probabile trasmissione disturbatrice può ottenersi solo mediante un circuito di entrata molto selettivo e quindi perfettamente accordato, con capacità variabile, come si pratica nelle super del tipo ordinario. Se invece la $f_o$ è molto alta, la frequenza che può interferire cade fuori della gamma da ricevere, e viene facilmente esclusa, senza bisogno di circuito accordato, da un semplice filtro passa-basso di appropriata frequenza critica.

Su questo principio è basata la nuova supereterodina, la quale è caratterizzata dal fatto che l'amplificatore a frequenza intermedia è accordato non sugli abituali 100 kHz, ma su una frequenza assai più alta. Con ciò deve, naturalmente, essere elevata anche la frequenza dell'oscillatore.

Poichè il circuito è consigliato per i ricevitori della radiodiffusione, la gamma da ricevere va da 150 a 1500 kHz. Per fare in modo che la stazione interferente risulti fuori di questi limiti, è necessario che la $f_2 = f + f_o$ sia al disopra della gamma, ed anche al disopra del limite di questa deve trovarsi la stessa $f_o$, altrimenti la stazione a frequenza $f_o$ potrebbe essere udita per ricezione diretta sull'amplificatore a frequenza intermedia (senza l'intervento dell'eterodina). L'ideatore consiglia per $f_o$ il valore 1600 kHz, abbastanza discosto dal limite superiore 1500 kHz per poter essere bloccato da un filtro passa-basso, il quale naturalmente elimina anche tutte le frequenze $f_2 = f + f_o$ che cadono al di là di altri 1600 kHz più in alto e che, come si è già detto, potrebbero disturbare, poichè dànno con l'oscillatore locale la stessa frequenza di battimento della stazione desiderata a frequenza $f_1$.

La selezione della stazione desiderata si svolge così in due tempi: il filtro passa-basso di entrata sopprime l'onda a frequenza $f_o$ e quella ad $f_2 = f + f_o$, e l'amplificatore a freq. intermedia, anche esso a costanti fisse, separa l'oscillazione di battimento a frequenza $f_o$ dovuta alla stazione $f_1 = f - f_o$ dalle altre eventualmente vicine, e cioè dalla $f_o + 10$ kHz dovuta alla stazione immediatamente al disopra di $f_1$ (ammesso come d'ordinario un intervallo di 10 kHz tra una stazione e le adiacenti), e dalla $f_o - 10$ kHz dovuta a quella immediatamente al disotto.

L'inserzione dell'esodo convertitore va quindi fatta secondo lo schema di principio della fig. 2, invece che secondo la fig. 1, e l'accordo si esegue manovrando la sola $C_f$.

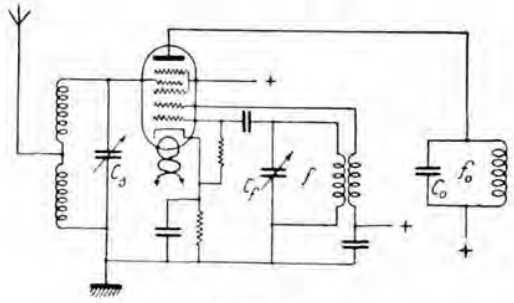


FIGURA 1.

Quest'ultima risulta relativamente piccola, dato l'alto valore di $f$, e non ha alcun bisogno di capacità addizionali, poichè l'intervallo 150 ÷ 1500 kHz rappresenta una percentuale poco rilevante in confronto alla massima $f$, che è 1600 + 1500 = 3100

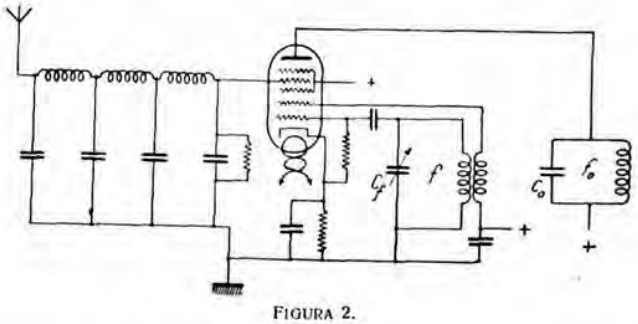


FIGURA 2.

kHz. In una super del tipo ordinario, le capacità dell'oscillatore, per ricevere da 150 a 1500 kHz, posta = 100 la $f_o$, devono realizzare le frequenze da 250 a 1250 e quindi variare nel rapporto di 49 ad 1; nel caso nostro invece la $f$ deve passare da 1750 a 3100 e perciò basta una variazione nel rapporto 3,16 ad 1.

2 - Un lettore superficiale potrebbe trovare strano che i costruttori del tipo corrente di supereterodina non abbiano fatto le

considerazioni abbastanza ovvie avanti riferite, e non abbiano innalzata la frequenza intermedia.

In realtà, queste considerazioni non sono del tutto nuove, e, se non hanno trovato applicazione per l'innanzi, ciò è dipeso dal fatto che i mezzi tecnici non erano adatti a tradurle in realtà.

Lo schema accennato ha invero alcuni inconvenienti, il più grave dei quali sta nella diminuzione di selettività. Il compito di separare l'onda ricevuta dai canali adiacenti è infatti qui affidato a dei circuiti che sono accordati su 1600 kHz, e di fronte a questa cifra i 10 kHz di scarto tra un'onda e l'altra rappresentano appena il 6 $^{0}/_{00}$, mentre sono il 10 $^{0}/_{0}$ rispetto ai 100 kHz su cui lavorano le super del tipo comune. L'ideatore ritiene però che allo stato attuale della tecnica questa difficoltà non può preoccupare, poichè i condensatori e le bobine oggi in commercio, hanno perdite così piccole da assicurare senz'altro la selettività richiesta.

La resistenza dinamica $\frac{L}{CR}$ dei circuiti accordati, dalla quale dipende la selettività percentuale, va crescendo in genere con la frequenza, poichè il rapporto $L/C$ rimane quasi costante e la $R$ decresce col diminuire del numero di spire impiegato nelle bobine; ma tale accrescimento non è tanto elevato come potrebbe sembrare a prima vista. Infatti alle frequenze alte le perdite causate dalla resistenza ohmica non prevalgono più, ma subentrano quelle dielettriche, le quali crescono rapidamente col diminuire dell'onda. Si intuisce quindi come vi sia un certo limite, oltre il quale la selettività diviene troppo scarsa.

Secondo l'ideatore, questo limite, con le capacità e le induttanze a perdita minima che si sanno costruire oggi, si eleva fino ai 1600 kHz da lui scelti per la frequenza intermedia; quindi, con una costruzione molto accurata, si può ottenere una selezione abbastanza buona.

I ricevitori moderni si trovano però molto spesso in condizioni difficili, a causa della potenza delle stazioni locali da escludere quando si ascolta una trasmissione debole. In tali circostanze occorre una selettività assai più alta di quella che può dare una catena di circuiti risuonanti a 1600 kHz, quindi occorre qualche altro espediente, e l'autore dice di averlo trovato in un impiego giudizioso della reazione.

Si sa infatti che nelle supereterodine è spesso impiegato un certo grado di reazione sulla prima rivelatrice, ma non è possibile sfruttare in pieno l'enorme amplificazione di cui la reazione è capace, poichè essa introduce una diminuzione della resistenza equivalente e determina un acrescimento esagerato della selettività eliminando parte delle bande laterali. Nel caso di una $f_o$ elevata, la selettività naturale essendo più piccola, è possibile spingere la reazione, ottenendone da un lato un aumento di amplificazione e dall'altro un vero e proprio « controllo di selettività » che è assai comodo per i radioascoltatori. L'autore presenta anzi questo controllo come una delle qualità più interessanti del nuovo apparecchio, che può adattarsi con grandissima elasticità alle condizioni più svariate: essere poco sensibile, poco selettivo e molto fedele quando ascolta una stazione potente, e molto sensibile e selettivo, naturalmente a scapito della fedeltà, per l'ascolto delle stazioni lontane.

3 - Un altro inconveniente, che ha reso impossibile in passato l'impiego del metodo, sta nel fatto che alla griglia della prima valvola giungono insieme, senza alcuna selezione preventiva, tutte le trasmissioni comprese nella gamma da 150 a 1500 kHz della radiodiffusione. Con le valvole in uso alcuni anni fa, in tali condizioni si verificherebbe inevitabilmente la così detta modulazione incrociata. Questa consiste nel fatto che, se l'apparecchio è in ascolto di una stazione debole accanto alla quale ve ne è una forte, quest'ultima trasmette sull'onda della prima parte della sua modulazione. Il disturbo che in questo modo si produce non è eliminabile con i circuiti filtranti a frequenza intermedia, perchè esso, per così dire, sale a cavallo della stessa onda portante che si desidera ricevere.

Il fenomeno è stato spiegato recentemente, e non senza difficoltà, in seguito ad uno studio accurato delle caratteristiche dei tubi elettronici, e dipende dalla curvatura di queste.

In linea di principio, esso può spiegarsi dicendo che una trasmissione potente, che obblighi il potenziale di griglia ad invadere, per così dire, il gomito inferiore della caretteristica, produce inevitabilmente una variazione delle correnti medie di griglia

e di placca, cioè fa spostare il punto di funzionamento nel piano delle caratteristiche, e tale spostamento ha ovviamente luogo col ritmo della modulazione. Ora l'amplificazione subita dal segnale debole che si ascolta, varia con lo spostarsi del punto di funzionamento, se la caratteristica dinamica ha una curvatura accentuata, e rimane inalterata se la caratteristica è rettilinea. Ciò si vede chiaro in fig. 3.

Se il potenziale base di griglia varia lungo il tratto $V\,V'$, non si ha disturbo, perchè la pendenza della curva è costante, e quindi costante l'effetto di amplificazione; ma, se invece lo spo-

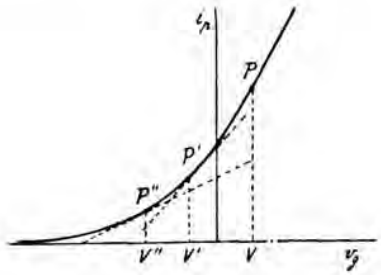



FIGURA 3.

stamento si spinge fino a $P''$, le cose cambiano, perchè, nel passare a $P''$, la pendenza, messa in evidenza in figura dalla tangente segnata a trattini, varia in modo considerevole. Ne segue che l'onda ascoltata, la quale, essendo debole, impegna sempre un tratto assai limitato della curva nell'intorno del punto $P$, subisce amplificazione in misura che varia da un istante all'altro col muoversi di $P$, cioè col ritmo della modulazione dell'onda disturbatrice; evidentemente ciò equivale ad una modulazione di ampiezza che si aggiunge a quella già posseduta dall'onda che si ascolta, e che non può essere più eliminata, perchè i circuiti ed i tubi che seguono trattano necessariamente ambedue le modulazioni alla medesima stregua.

Dallo studio matematico del fenomeno, risulta che esso dipende sia dal rapporto fra l'ampiezza dell'onda disturbatrice e di quella ricevuta, e sia dalla curvatura della caratteristica. Per evitarlo, bisogna quindi cominciare con l'attenuare l'onda disturba-

trice, e poi adottare valvole in cui la caratteristica ha una estensione ed una conformazione tali da ridurre al minimo sia lo spostamento e sia la variazione di pendenza da un punto all'altro. Nel caso nostro, come si è già osservato, non si può fare più assegnamento sulla attenuazione preventiva del disturbo, che ordinariamente si ottiene col circuito accordato di entrata; bisogna quindi che la caratteristica della prima valvola sia tale da garantire assolutamente l'assenza della modulazione incrociata.

Tubi capaci di rispondere ad esigenze così severe non si sapevano costruire fino a qualche anno fa, ma oggi, con l'impiego dei tipi detti a $\mu$ variabile e dei loro derivati, si hanno a disposizione molte valvole che, secondo l'ideatore, rispondono perfettamente allo scopo.

4 - Premessa questa esposizione circa le caratteristiche generali del nuovo ricevitore, possiamo riportarne lo schema completo con i dati consigliati dal costruttore, (fig. 4), e ciò non tanto per invitare il lettore a costruirsi l'apparecchio, che è di realizzazione e messa a punto meno facile della super ordinaria, quanto per illustrarne più ampiamente le caratteristiche.

Il filtro di entrata contiene, oltre alle induttanze e capacità, delle resistenze che servono a regolarizzare la curva caratteristica del filtro, la quale presenterebbe altrimenti delle risonanze dannose per alcune onde della gamma. Naturalmente così l'efficienza dell'aereo diminuisce, ma ciò non deve preoccupare poichè è possibile rimediarvi facilmente aumentando l'amplificazione, e per la stessa ragione non preoccupa il rendimento relativamente scarso del convertitore, che lavora in condizioni un po' difficili, dovendo rivelare il battimento fra due frequenze, la $f$ e quella del segnale, assai diverse fra loro.

Al convertitore fanno seguito un filtro passa banda ed un triodo in reazione, necessarie ambedue per le esigenze della selettività di cui si è discusso avanti. L'amplificazione a frequenza intermedia è compiuta da un tetrodo e da un pentodo, la rivelazione da un binodo, che può essere azionato anche da un fonografo. L'altra placca del binodo è adoperata per il controllo automatico del volume, e comanda sia il potenziale base dell'esodo,

## SCHEMA DI SUPERETERODINA CON UNICA CAPACITÀ VARIABILE.

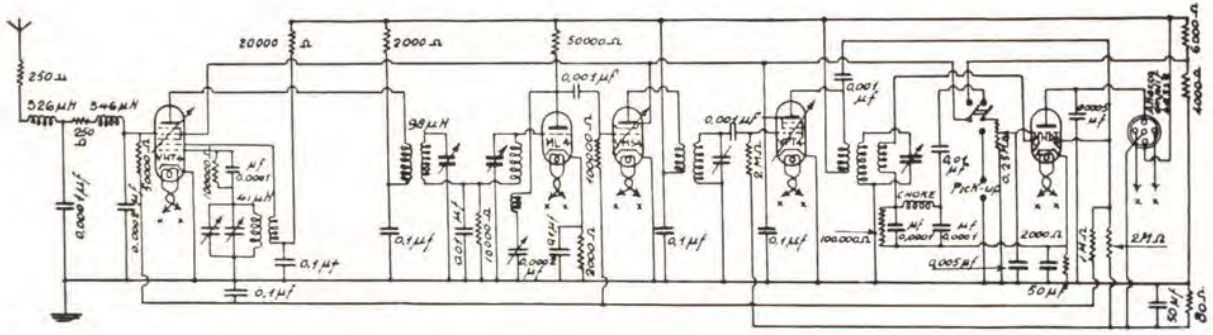



FIGURA 7.

L'amplificatore di B. F. è supposto montato a parte ed è escluso dallo schema. L'apparecchio è provvisto di controllo automatico di volume ritardato.

Le denominazioni segnate per i tubi si riferiscono a costruzioni inglesi; ma anche i corrispondenti tipi delle fabbriche italiane si prestano allo scopo.

sia quello dell'amplificatore intermedio. L'amplificatore di bassa frequenza non è rappresentato perchè non interessa l'argomento qui trattato.

I condensatori della media frequenza sono tutti ad aria e ad ottimo isolamento; naturalmente anche le bobine vanno costruite con cura e rigorosamente schermate, altrimenti l'amplificatore, dato il valore alto della frequenza, va soggetto ad accoppiamenti parassiti che lo rendono instabile.

5 - I pregi notevolissimi del comando ridotto ad un solo condensatore, e della selettività variabile, fanno di questo apparecchio, nonostante gli inconvenienti sopra discussi, un tentativo assai interessante di sfruttare le possibilità dei nuovi poliodi, che uniscono un grande potere amplificatore ad una mirabile elasticità nello adattarsi a funzionare in condizioni svariate e difficili.

Se il tentativo sia per condurre ad una trasformazione radicale dell'ormai standardizzato circuito a supereterodina, e costituisca un passo avanti verso il ricevitore ideale, che dovrà unire sensibilità, selettività, fedeltà di riproduzione, possibilità di controllo esteso delle caratteristiche, ad una estrema semplicità costruttiva e di impiego, è difficile dire, ma è certo che esso deve essere seguito con attenzione, perchè il progredire della radio si è sempre identificato col perfezionarsi dei tubi elettronici, e questi hanno fatto un così gran passo che molte sorprese sono possibili.

UGO TIBERIO



*Direttore responsabile:* Colonnello LUIGI SACCO.

# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

**Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma** (117)

**Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447**

## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1934-XII

(LXXIII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | 28,00 |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | 23,00 |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | 46,00 |
| Estero . . . . . | » | 75,00 |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

rale
oma

BLIOTECA
ZIONALE
TTEMAN
ATTI
FFICIALI
11
12

Atti Uff. 11-12

Anno 13° - N.ri 4 e 5. Luglio - Ottobre 1934 - A. XII.

BIBLIOTECA NAZIONALE VITT. EMAN. ATTI UFFICIALI 11 12

**ISPETTORATO DEL GENIO**

**DIREZIONE SUPERIORE DEL SERVIZIO STUDI ED ESPERIENZE DEL GENIO**

BIBLIOTECA NAZIONALE VITTORIO EMANUELE 16 FEB 1935

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## SOMMARIO:

— — † Giuseppe Vanni.
G. GIORGI — Le unità elettriche *(continua)*.
L. SACCO — Le ultime assemblee internazionali radioelettriche *(continua)*.
G. LATMIRAL — Emissione secondaria e amplificazione con circuiti dynatron.
G. LATMIRAL — Teorema di reciprocità e radiocomunicazioni.
L. S. — "Radiotecnica„ del prof. GIUSEPPE VANNI.

**Condizioni per l'anno 1934**

**(Volume di oltre 240 p.)**

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | L. 12 |
| Un numero separato | » 3 |
| Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati | » 8 |

**Nei paesi dell'Unione postale**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | Franchi oro 10 |
| Un numero separato | » » 2 |

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE SUPERIORE DELLE TRASMISSIONI. - Viale Mazzini, 10 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::



rale
oma



Anno 13° - N.i 4 e 5. Luglio - Ottobre 1934 - A. XII.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEL SERVIZIO STUDI ED ESPERIENZE DEL GENIO

**Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito**

Diretto dal Col. L. SACCO



# GIUSEPPE VANNI

**(1862 - 1° nov. 1934-XIII)**

Il Gr. Uff. Prof. GIUSEPPE VANNI, accademico dei Nuovi Lincei, docente universitario di Fisica, direttore principale e titolare della cattedra di radiotecnica all'Istituto Militare R. T., aveva lasciato la direzione del nostro Bollettino ed il servizio attivo da oltre un anno, ma non aveva interrotto nè rallentato l'attività che da 50 anni aveva dedicato alla scienza. La morte, che il 1° novembre u. s. lo ha colpito dopo pochi giorni di malattia, ha troncato bruscamente un lavoro che doveva riassumere la sua lunga esperienza e del quale ha continuato a parlare fino e che l'ultimo barlume di vita si è spento, discutendo teorie e formulando programmi per l'avvenire: aveva vissuto da soldato, e da soldato è caduto, con le armi in pugno e nell'ardore della lotta. Nobile e degna fine per chi tutto sè stesso, e per tutta la vita, aveva dedicato alla Patria ed alla Scienza.

Dottore in Fisica nel 1887, libero docente in fisica tecnica nel 1902 nella Scuola di Ingegneria di Roma, nel 1912 ebbe l'ambito onore di insegnare i principî scientifici alle Loro Altezze i Principi Reali. Fu più volte inviato all'estero in missioni scientifiche: delegato al Congresso internazionale dell'Ora a Parigi nel 1913-14;

inviato sul fronte francese nel 1915 e nel 1917; delegato del Ministero della Guerra all'Assemblea Generale della Unione Radioelettrica Scientifica Internazionale (U. R. S. I.) nel 1922, ed al Congresso R. T. di Washington nel 1927; vice presidente della U. R. S. I. nel 1928; presidente della Delegazione Italiana alla 1ª Riunione del Comitato Radioelettrico Consultivo all'Aia.

Nel 1912 divenne Direttore dell'Istituto Centrale Militare di Radiotelegrafia ed Elettrotecnica, ed è certamente l'Istituto, da Lui creato dal nulla e con lunga e paziente fatica portato ad un alto grado di perfezione didattica e scientifica, il Suo titolo più alto. Fu per merito Suo che la vita dell'Istituto si iniziò con l'auspicio migliore: la conquista del primato mondiale in radiotelefonia, ottenuto mercè l'impiego del microfono idraulico da Lui perfezionato ed applicato alla radio, e per il quale ben meritò il titolo di pioniere della radiofonia. Di queste esperienze parlò ampiamente il Fleming davanti alla Royal Institution di Londra, e valsero all'Autore il Premio Cagnola dell'Istituto Lombardo di Scienze e Lettere per l'anno 1914.

Le ricerche sulla protezione dei depositi di esplosivo dalle scariche fulminee; gli studi sui tubi termoionici come generatori e rivelatori, che Egli fra i primi iniziò in Italia, e sulla propagazione delle onde corte; le esperienze di trasmissione tra Roma e Gisborne (Nuova Zelanda) a 20 mila chilometri di distanza, effettuate con onde corte nel 1915, e numerosi lavori di carattere militare, restano a documentare della Sua vasta e brillante produzione scientifica. Ma la caratteristica, per la quale il Suo ricordo resterà indelebile nella memoria del Suoi allievi, è certamente la chiarezza magistrale delle Sue conferenze. Egli aveva la parola facile ed elegante, ed un modo tutto Suo di porgere i concetti più delicati sotto forma semplice ed attraente; e sapeva inserire nel discorso, già di per sè limpido, delle esperienze che conferivano alla parola una evidenza tutta particolare.

Ultima espressione di questo mai soddisfatto desiderio di chiarezza è il volume 1° della Sua «Radiotecnica», che Egli aveva iniziato con l'intento di diffondere nella massa dei radioamatori alcune idee che restano purtroppo ancor oggi esclusività degli specialisti.

Ricordare qui estesamente l'opera Sua sarebbe troppo difficile per la sua varietà e la sua mole, e sarebbe anche inutile, poichè ben la conoscono i lettori del Bollettino, e più volte si parlò di Lui fuori della cerchia dell'ambiente scientifico e numerose saranno ancora le occasioni di parlare di Lui negli alti consessi scientifici ai quali appartenne. Ci basterà ripetere qui le parole che Guglielmo Marconi ha inviato alla famiglia dell'Estinto: « È un lutto per la scienza italiana! », egli ha detto. È un lutto per l'Arma del Genio! aggiungiamo noi, per quell'Arma alla quale dedicò la parte migliore della sua esistenza; e nella quale Egli lascia, impresso nella memoria di centinaia di Ufficiali, ricordo imperituro, oltre che di sapienza e maestria didattica, di rettitudine, di animo paterno ed affettuoso e di devozione al dovere.

*Roma, novembre 1934-XIII.*



# Le unità elettriche.

## Origini e sviluppo dei sistemi di unità attualmente in uso

**SOMMARIO:** — *Nell'intento di eliminare l'ingombro, che i complicati e molteplici sistemi attuali portano nei calcoli elettrici, l'A. aveva fin dal 1901 proposto un sistema « definitivo », basato sulle quattro unità metro, kg-massa, secondo, ohm.*

*La necessità incalzante di semplicità e chiarezza, che i tecnici sentono di fronte all'estendersi delle applicazioni ed al complicarsi dei calcoli, riporta oggi la proposta in discussione. In questo articolo, l'A. riassume la storia della situazione odierna, e ne fa rilevare le complicazioni. In successivi scritti si dirà delle ulteriori deficienze teoriche dei sistemi di unità in uso, e saranno discusse le proposte per la nuova sistematizzazione.*

Negli ultimi anni, al progresso degli studi e delle applicazioni dell'elettricità, al succedersi delle proposte per dare dei nomi alle unità magnetiche, è seguito un interessamento riattivato verso le questioni sulle unità elettriche in genere e sulla loro sistematizzazione. La proposta di un sistema razionale di unità adatto per la scienza pura e per la tecnica, che feci nel 1901, e che non aveva mai avuto un seguito sufficientemente largo, è stata ripresa da varie parti in considerazione, e in seguito al deliberato della Commissione Internazionale di Parigi dell'ottobre 1933 si cerca ora di metterla in attuazione.

La Direzione di questo Bollettino mi ha fatto l'onore di chiedermi che io contribuisca, con qualche articolo riassuntivo, per mettere al corrente i lettori sull'insieme della questione delle unità eletriche, come oggi si profila dopo le ultime discussioni. Ben volentieri aderisco, chiedendo venia ai lettori se, per desiderio di chiarezza, mi avverrà di ripetere cose già note alla maggior parte di essi.

* * *

Si tratta di risolvere il conflitto fra i molteplici sistemi di unità assolute e unità pratiche attualmente in uso promiscuo, e fra le diverse proposte fatte per estendere questi sistemi, correggerli o semplificarli. L'ideale è pervenire a un sistema « assoluto » semplice, esente da irrazionalità, e unico per tutte le applicazioni.

Che cosa vuol dire sistema assoluto? Secondo quanto noi intendiamo ora, deve significare: « sistema in cui tutte le unità fisiche sono derivate, in base a *convenzioni* semplici, opportune e razionali, da un piccolo numero di unità scelte come fondamentali ».

Nel campo delle comuni unità di pesi e misure, la riduzione a poche unità di partenza era stata fatta col sistema metrico decimale, elaborato dai francesi alla fine del secolo XVIII. Un trentennio dopo, e precisamente nel 1833, GAUSS trasportò questo concetto embrionale in un campo ove l'applicazione si presentava meno ovvia; e mostrò come le misure magnetiche potevano farsi dipendere da sistematizzazioni assolute, introducendo unità di campo, di polo magnetico, etc., ricavate da tre unità meccaniche fondamentali di lunghezza, di massa e di tempo. Nella scienza meccanica, questa fissazione delle grandezze fondamentali realizzava un grande progresso, insegnando a interpretare il sistema metrico decimale, in modo da prendere il chilogrammo come unità di massa e non di peso, e da ricavare l'unità di forza come unità derivata, e indipendente dal valore della gravità. Nella scienza dell'elettricità e magnetismo si apriva la via alla costruzione di un sistema completo di misure. I metodi per questa estensione furono additati da W. G. WEBER, nei suoi lavori classici del 1840 e anni successivi.

WEBER, seguendo le idee di GAUSS, mostrava che si può ricavare un insieme sistematico di unità elettriche prendendo come quantità di elettricità quella che respinge con la forza unitaria una quantità uguale posta a distanza unitaria, e applicando poi le convenzioni e regole ammesse da tutti per definire l'unità di corrente, di potenziale elettrico etc; e si può ricavare un altro insieme coerente applicando analoga definizione per stabilire l'unità di polo magnetico, e facendo poi uso delle equazioni di elettroma-

gnetismo nelle forme ammesse generalmente, per collegare misure elettriche e misure magnetiche. Se non che, come WEBER mise subito in evidenza, i due metodi che si presentavano così naturali, non conducevano a risultati comuni. Le unità stabilite seguendo l'uno dei due principî furono dette *elettrostatiche*, le altre *elettromagnetiche*.

Non ci interessa sapere che GAUSS e WEBER usavano come unità fondamentali il millimetro, il milligrammo e il secondo. Preme soltanto rilevare che queste fondamentali erano tre, e che tale esiguo numero di unità indipendenti era inteso ad assicurare che altre unità fisiche, derivandosi da queste, fossero sottratte all'arbitrio, e quindi riuscissero uniche. Lo scopo invece non era raggiunto, perchè, secondo la derivazione di tipo elettrostatico o di tipo elettromagnetico, risultavano due unità diverse per ogni grandezza elettrica.

GAUSS elaborò un sistema in cui questa dualità si sarebbe eliminata; sistema che fu usato poi da HERTZ, da EINSTEIN ed altri moderni in speculazioni di scienze astratte, ma non ha mai dato luogo a gruppi di unità adoperate specificamente come tali. Esso consiste nell'introdurre un coefficiente (uguale alla velocità della luce) nelle equazioni che collegano l'elettricità col magnetismo. Ricordiamo questo per incidente; perchè l'operare così può essere utile solamente per scrivere formole: le effettive unità di un sistema così fatto risulterebbero di grandezza inaccettabile.

Negli anni che seguirono, si consolidò sempre più attraverso l'abitudine l'idea che, per qualche ragione misteriosa, ogni sistema assoluto dovesse necessariamente fondarsi su tre unità fondamentali, particolarmente quelle di massa, di lunghezza e di tempo. E ancora in anni non lontani da noi sentivamo ripetere, come definizione di sistema assoluto; « sistema in cui tutte le unità e le dimensioni derivano da L, M, T, ». Era una specie di dogma della fondazione trinitaria dei sistemi di misura la supposizione, un tempo prevalente, che tutti i fenomeni fisici dovessero spiegarsi per via meccanica, in accordo con questo dogma: si era nel periodo del meccanicismo scientifico.

Quando dal 1850 in poi la pratica, affermatasi con le applicazioni telegrafiche, fece sentire la necessità di unità elettriche

ben definite e concrete, si introdussero da prima campioni di resistenza e di f. e. m. scelti per via arbitraria: così *l'unità Siemens* di resistenza, una colonna di mercurio lunga un metro, avente sezione 1 mmq, a temperatura $0^0$ C. Ma, come reazione al moltiplicarsi di questi campioni, si vollero « unità assolute ». Per opera della British Association, nel 1863-64 fu proposto di accettare la costruzione strutturale di GAUSS e WEBER, col metro, grammo e secondo come fondamentali. E nel 1873, dopo molte incertezze e con un solo voto di maggioranza, il secondo comitato della stessa Associazione decise di preferire il centimetro il grammo e il secondo con la motivazione, piuttosto futile, che in questo modo la densità dell'acqua avrebbe avuto il valore uno; ma non estranea alla decisione fu la volontà di eliminare il metro, e ciò per discostarsi quanto possibile dal sistema metrico decimale, che in Inghilterra veniva considerato in quei tempi come antinazionale (1). Ma quel voto singolo che quasi casualmente ha fatto preferire la derivazione C. G. S. a quella M. G. S. senza sufficiente ponderazione, come ha pesato di lì in poi sull'avvenire degli studi e della pratica in elettrotecnica!

Sono nati così, quasi per un errore, i due sistemi assoluti C. G. S.; i due sistemi, dico, perchè la biforcazione fra elettrostatico ed elettromagnetico non fu potuta eliminare.

I fondatori del C. G. S. si avvidero però fin da principio che nè le unità elettrostatiche nè quelle elettromagnetiche si presentavano di grandezza conveniente per l'uso pratico diretto: erano quasi tutte unità o enormemente piccole o enormemente grandi in confronto alle grandezze che noi abbiamo da misurare abitualmente.

L'inconveniente si risentiva fino dalle prime unità meccaniche derivate: così la *dine*, unità di forza, che nessuno ha mai usato nella pratica corrente perchè è quasi uguale al peso di un milligrammo; così l'*erg*, unità di lavoro, pari circa a un centomilione-

(1) Una legge fu in vigore per un certo tempo nel Regno Inglese, che comminava la prigione a chi fosse trovato in possesso di qualche campione di metro o di chilogrammo.

simo di chilogrammetro; ma le disparità erano più gravi quando si arrivava alle unità elettriche, perchè l'unità C. G. S. di resistenza ricavata per via elettrostatica era dell'ordine di grandezza di mille miliardi di unità Siemens; e quella ricavata per via elettromagnetica si avvicinava invece a un miliardesimo della stessa unità Siemens.

Fu detto allora di sancire per l'uso effettivo un gruppo di unità elettriche, coerenti fra loro, definite quali multipli delle unità C. G. S. elettromagnetiche, secondo potenze intere di 10. La prima fu l'unità *ohm*, definita uguale a $10^9$ unità elettromagnetiche; e questo multiplo $10^9 =$ 1miliardo fu scelto intenzionalmente affinchè questa unità di resistenza risultasse vicina quanto possibile all'unità Siemens, che era riuscita di grandezza assai conveniente per la pratica. Similmente si introdusse per l'uso pratico il *volt*, scelto uguale a $10^8$ unità elettromagnetiche C. G. S., per farlo essere vicino alla f. e. m. di un elemento di pila DANIELL. Si apriva così la serie delle unità pratiche di cui le successive furono poi denominate *ampère, joule, watt, farad, henry*, tutte conseguenti alle prime due. E il proposito di formare un sistema *assoluto* che dovrebbe anche voler dire *unico*, aveva portato alla conseguenza di coniare tre sistemi di unità discordi fra loro. Il fatto risultò ancora più in evidenza quando MAXWELL nel 1881 ebbe mostrato che la serie pratica volt-ohm-amp.-etc. avrebbe formato effettivamente un sistema assoluto di carattere elettromagnetico, qualora fosse stata presa insieme col quadrante terrestre ($= 10^9$ cm) come unità di lunghezza e con la massa di $10^{-11}$ grammi come seconda unità meccanica; e quel sistema così completato, fu denominato Q. E. S.; ma non potè essere accettato nell'uso effettivo poichè in esso molte altre unità, a principiare da quelle meccaniche, erano di grandezza inaccettabile. Dunque si avevano veramente tre sistemi di unità, da essere usati in alcuni casi l'uno, in alcuni casi un altro.

La complicazione poi crebbe quando si addivenne alla fase effettiva di concretare metrologicamente i campioni delle unità. Le unità C. G. S. erano definite teoricamente, e le unità pratiche dovevano risultare in conseguenza, ma per arrivare a conoscere su questa base teorica il loro effettivo valore occorrevano le così dette *misure assolute*. Ora, verso il 1880, una misura relativa, o mi-

sura di confronto fra due resistenze, si sapeva già fare con precisione di 1 su 5000 circa; ma nelle misure assolute la precisione che si raggiungeva era soltanto dell'ordine di 1 su 200. E nemmeno i rapporti fra unità elettrostatiche e unità elettromagnetiche (uguali tutti a potenze semplici della velocità della luce) erano conoscibili con un numero di decimali sufficiente.

Che cosa succede quando la definizione teorica di un campione di unità non conduce sperimentalmente a una precisione altrettanto spinta quanto quella che si consegue nel riprodurre e comparare i campioni? Succede che il campione materiale prende il sopravvento e determina di fatto il valore di quella unità per tutti gli scopi metrologici. Così è accaduto pel metro, poichè i metri si lasciano comparare fino a un decimilionesimo del loro valore, mentre la misura del meridiano terrestre non si può fare con la stessa precisione; rimase quindi il campione materiale di Sèvres per standardizzare il metro, e la definizione originaria restò abbandonata. Così è accaduto pel chilogrammo: originariamente definito come le massa di un $dm^3$ d'acqua in date condizioni, ha finito per essere standardizzato da un campione materiale di platino, che non corrisponde più esattamente a quella definizione (2). Così doveva accadere per le unità elettriche.

Si realizzò da principio attraverso le misure assolute un primo campione di ohm che fu detto *British Association ohm;* ma risultò assai diverso dalla definizione teorica, perchè fu determinato uguale a una colonna di mercurio (sempre della sezione di 1 $mm^2$ e alla temperatura di 0° C) avente la lunghezza di 1,048 metri; ed era quindi 1,5 % inferiore all'ohm che conosciamo oggigiorno. Questo ohm della B. A. fu riprodotto in molti sottocampioni e rimase in uso fino al 1884-85 nonostante che LORD RAYLEIGH e altri sperimentatori avessero già rilevato che vi era una discrepanza dalla definizione teorica.

L'ohm subì allora la stessa « via crucis » che aveva dovuto percorrere mezzo secolo prima il metro. Nel Congresso di Pa-

(2) Un decimetro cubo d'acqua nelle condizioni tipo, cioè temperatura 4° C, pressione = 1 atmosfera normale, ha la massa di 999,973 grammi anzichè 1000 grammi.

rigi del 1881 fu stabilito di abbandonare il campione della B. A., e di adottare un nuovo valore che fu detto *ohm legale,* precisato poi dalla relazione della Commissione speciale nel 1884 siccome la resistenza di una colonna di mercurio come sopra, ma della lunghezza di 1,06 metri. Questo si avvicinava maggiormente all'ohm teorico. Così, per ricordare le parole di KENNELLY, nel 1885 i metrologi avevano da scegliere fra tre diverse definizioni dell'unità pratica di resistenza; - (*a*) l'ohm teorico (così detto assoluto) pari a un miliardo di volte l'unità C. G. S. elettromagnetica, il quale ohm teorico era un miraggio non realizzabile, verso cui la scienza cercava di avvicinarsi; - (*b*) l'ohm B. A. di 104,8 cm di colonna di mercurio tipo; - (*c*) l'ohm legale di 106,0 cm. Questo ultimo prese il sopravvento nella pratica dal 1885 in poi.

Lo stesso Congresso di Parigi del 1881 ratificò i nomi di *coulomb* per l'unità pratica di quantità di elettricità e di *ampère* per l'unità pratica di corrente elettrica, entrambe definite teoricamente uguali a $\frac{1}{10}$ delle corrispondenti unità C. G. S. elettromagnetiche, ma non effettivamente precisate attraverso dati sperimentali. Fu ratificato anche il nome di *farad* per l'unità di capacità. E nel successivo congresso di Parigi del 1889 furono poi ratificati i nomi di *joule* per l'unità pratica di lavoro ($= 10^7$ erg) e di *watt* per l'unità di potenza pari a un joule per secondo. Ma anche queste unità rimasero senza campionatura metrologica, la quale per gli scopi elettrici era pure necessaria.

Il progresso rapido dell'elettrotecnica e il moltiplicarsi dei laboratori di elettrofisica fecero sentire presto la deficienza di questo stato di cose.

Il Congresso di Chicago del 1893 dovette riformare le deliberazioni precedenti, e per avvicinare ancora le unità pratiche alle loro definizioni teoriche, stabilì un nuovo gruppo di valori modificati, che ricevettero il nome di *unità internazionali;* salvo i lievi ritocchi e le precisazioni di cui diremo fra poco, queste sono le unità tuttora in uso.

Così, abbandonato l'ohm legale, fu sancito *l'ohm internazionale* mediante una colonna di mercurio alla temperatura del ghiaccio fondente, di lunghezza 1063 mm, e di sezione costante, definita

non più direttamente, ma assegnando la massa totale della colonna in 14,4521 grammi. E qui vi è non solamente un ritocco del 3 per 1000 sul valore precedente, ma il riconoscimento che una precisione sufficiente non si raggiunge misurando la sezione, ma solo pesando la colonna.

Similmente fu campionato *l'ampère internazionale*, in base al deposito elettrolitico di 1,118 milligrammi d'argento al secondo da una soluzione di nitrato d'argento, in condizioni assegnate (che però non furono specificate in modo definitivo).

E fu definito il *volt internazionale* in doppio modo, quale prodotto dell'ohm per l'ampère, e in base alla f. e. m. della pila CLARK ragguagliata a 1,434 volt alla temperatura di 15° C; la preparazione della pila essendo soggetta a condizioni assegnate.

In funzione di queste tre unità restano definiti il *coulomb internazionale*, il *farad internazionale*, il *watt internazionale*, e lo *henry internazionale*.

Si aveva così tutto un gruppo di unità, campionate metrologicamente e coerenti fra loro. Le definizioni però del congresso erano duplici, perchè prima stabilivano che l'unità internazionale era un certo multiplo di quella C. G. S. secondo il moltiplicatore teorico, poi aggiungevano di volta in volta che la tale unità è praticamente rappresentata dal tale campione. La contraddizione rimaneva, perchè la precisione delle misure assolute e di quelle di riproduzione e confronto dei campioni erano bensì aumentate in confronto al periodo precedente, ma la prima era sempre inferiore alla seconda. Così p. es., per l'unità più importante, quella di resistenza, la misura assoluta aveva un errore probabile di 1:1000 o 1:2000, e la riproduzione dei campioni si eseguiva con la precisione di 1:10 000. E la stessa sproporzione era per le altre unità.

La tecnica delle misure da quel momento entrò in una nuova fase perchè quasi contemporanee al Congresso di Chicago furono: *a*) l'invenzione della manganina quale materiale di resistenza invariabile; *b*) La fabbricazione, iniziata da E. WESTON degli strumenti di misura di precisione a magnete permanente; *c*) la diffusione dei metodi elettrodinamometrici e potenziometrici di precisione; *d*) l'invenzione della pila campione WESTON

a cadmio, ben superiore alla pila CLARK usata fino allora. E i campioni e sottocampioni delle unità internazionali si moltiplicarono in numero grandissimo in tutto il mondo, fino a che, constatato nuovamente che le definizioni teoriche delle unità elettriche non andavano d' accordo coi campioni caratterizzati dalle definizioni sperimentali, il nome di *unità internazionali* rimase applicato esclusivamente a essi campioni, non ai valori teorici delle unità.

Seguirono il Congresso del 1900 a Parigi, quello del 1904 a St. Louis, e la Conferenza Internazionale del 1905 a Berlino. Quest'ultima ratificò lo stato di fatto ora accennato, e, senza più riferirsi alle definizioni teoriche, stabilì che come gruppo di unità internazionali si deve intendere quello derivato dai campioni caratterizzati per via sperimentale: due siffatti campioni solamente si vollero prendere per base: l'ohm definito come a Chicago nel 1893, e il volt definito per via nuova in base alla pila WESTON. Quest'ultima specificazione fu modificata attraverso le successive conferenze di Londra 1908, e Washington 1910. Restando invariata la definizione dell'ohm internazionale, fu stabilito di assumere come secondo riferimento non più il volt, ma l'ampère caratterizzato elettroliticamente secondo la specificazione e le cifre del 1893. Il volt rimane così definito dalla caduta di potenziale che si ha quando la corrente di un ampère percorre la resistenza di un ohm, e tutte le altre unità si derivano in conseguenza. In sostanza le unità internazionali restano quelle definite dal Congresso di Chicago 1893, ma tenendo in vigore solamente le due standardizzazioni sperimentali dell'ohm e dell'ampère e abbandonando tutte le altre. Soltanto, riconoscendo le esigenze pratiche dei laboratori di misura, pei quali è più facile riferirsi alle pile campioni che non alle misure elettrolitiche, fu additato in 1,0184 volt internazionali il valore della f. e. m. della pila WESTON normale (tipo saturo, non tipo portatile), a 20° C.

L'insieme delle unità elettriche internazionali è rimasto così ben definito. I grandi laboratori nazionali di Londra (Teddington), Berlino (Charlottenburg), Washington, Tokyo, Parigi e Leningrado si sono assunti la cura di conservare o riprodurre i campioni primari da cui si deducono tutti i sottocampioni, e di verificare e

tarare gli strumenti di misura che servono come riferimento nei laboratori. Ora il numero di campioni singoli e di cassette multiple campionate di resistenza di induttanza di capacità, di pile campioni tarate e di strumenti campionati per misure elettriche di ogni tipo è cresciuto incomparabilmente in tutto il mondo, in modo che l'insieme delle unità elettriche internazionali viene a possedere un « momento di inerzia » così enorme quale alcuni anni fa non si sarebbe nemmeno potuto sospettare.

Del pari è cresciuta la precisione delle misure: e non sarà discaro ai lettori ricordare le cifre più recenti.

La comparazione delle resistenze si fa correntemente con l'approssimazione di 1:2 000, e nelle misure di precisione si raggiunge 1:10 000 e anche 1:50 000. Le comparazioni di precisione estrema che si istituiscono sui campioni primi dei massimi laboratori nazionali si spingono fin verso la precisione di 1 milionesimo; ma l'accordo fra detti campioni realizzati di manganina (permanenti) o di mercurio (temporanei) non raggiunge questa cifra, per cui l'ohm internazionale tipo resta ancora oscillante entro parecchie unità su un milione.

I campioni di induttanza si mantengono più fermi e sicuri che non quelli di resistenza; ma la precisione nella riproduzione e confronto di essi è circa venti volte minore.

Le misure di capacità riescono meno precise e sicure di quelle di resistenza e di induttanza, e si effettuano solo per scopi applicativi, non per finalità metrologiche.

Le misure di intensità di corrente e di forza elettromotrice si eseguono abitualmente con una precisione che va da 1:500 fino a 1:5000, ma nelle campionature di precisione estrema si può raggiungere 1:20 000 e anche 1:50 000 nelle condizioni più favorevoli.

Tutta la metrologia delle grandezze elettriche è dunque dal punto di vista sperimentale ben progredita, e in questi ultimi tempi va realizzando di anno in anno perfezionamenti ulteriori e le unità internazionali valgono come ottima base per tutta questa tecnica a cui il continuo intreccio di misure e di confronti serve di controllo per affinarla sempre di più.

Quanto alla tecnica delle così dette « misure assolute », essa ha progredito di pari passo, pur conservandosi distanziata in confronto a quella delle misure fondate sui campioni. E quindi un distacco fra i valori delle unità internazionali e quelli teorici ricavati dal sistema C. G. S. è venuto in evidenza nuovamente.

I quattro grandi laboratori nazionali già citati hanno dato nell'ultimo decennio un contributo intenso a queste ricerche: mentre la Commissione metrica internazionale che si riunisce periodicamente a Sèvres ha assunto il compito di riunire le conclusioni.

Attraverso l'ultima riunione di Sèvres tenuta nel febbraio-marzo 1933, si sono accertate queste discrepanze fra i valori delle unità internazionali e i valori teorici dedotti dalle misure assolute

$$(1) \qquad \frac{\text{ohm internazionale}}{\text{ohm teorico}} = 1{,}000\,45 \pm 0{,}000\,02:$$

$$(2) \qquad \frac{\text{amp. internazionale}}{\text{amp. teorico}} = 0{,}999\,93 \pm 0{,}000\,03$$

$$(3) \qquad \frac{\text{volt internazionale}}{\text{volt teorico}} = 1{,}000\,38 \pm 0{,}000\,03$$

$$(4) \qquad \frac{\text{watt internazionale}}{\text{watt teorico}} = 1{,}000\,31 \pm 0{,}000\,04$$

In conclusione, lo sforzo per sopprimere la molteplicità delle unità arbitrarie e slegate fra loro e sostituirle con un sistema unico basato su principi assoluti non è stato, quanto al desiderato della semplicità e unicità, coronato da successo. Esistono in circolazione due sistemi assoluti C. G. S., un gruppo di valori teorici delle unità pratiche, e un gruppo di valori « internazionali » delle unità pratiche medesime. Ma la confusione e la complicazione sono ancora maggiori quando si tiene conto delle varie modificazioni che sono state proposte nei sistemi assoluti, con lo scopo di portarli d'accordo coi dettami nuovi della scienza teorica. Come la tecnica delle misure ha progredito, così dal 1870 in poi ha progredito, per altre vie, la dottrina delle grandezze elettriche e delle dimensioni fisiche.

Tutte queste deficienze e discordanze sono appunto venute maggiormente in evidenza quando si è voluto estendere la standardizzazione e il vocabolario nomenclatore anche alle unità magnetiche. La Commissione Elettrotecnica Internazionale, investita dell'altissimo compito di dettare le norme tutte relative alla definizione, alla nomenclatura e alla sistematizzazione delle unità, si è trovata di fronte a difficoltà gravissime, di cui i deliberati delle riunioni recenti di Stoccolma, di Oslo, di Londra e di Parigi fanno testimonianza: esigenze pratiche contrastanti fra loro, vedute teoriche diverse che nelle discussioni fra personalità di differenti scuole vengono in evidenza, hanno condotto a incertezze a confusioni , a deliberazioni talvolta discordanti e che si sono dovute successivamente riformare.

Come in questo articolo ho reso conto prevalentemente delle difficoltà che sono venute fuori attraverso il perfezionamento della metrologia sperimentale, così in altri articoli successivi sarebbe mio intendimento render conto delle questioni teoriche, delle obbiezioni che per via scientifica sono emerse contro la complicata sistematizzazione attuale per passare quindi ad esporre le riforme proposte, attraverso le quali si cerca ora di arrivare a una vera unificazione semplificatrice.

*(continua)*

GIOVANNI GIORGI.

* * *

# Le ultime assemblee internazionali radioelettriche

1. - Nei mesi di settembre e ottobre 1934 si sono tenute rispettivamente a Londra e Lisbona (Estoril), due importanti riunioni di comitati internazionali riguardanti la radioelettricità, e precisamente: nel mese di settembre, dall'11 al 19, ha avuto luogo la VI Assemblea dell' Unione Radio Scientifica Internazionale (U. R. S. I.), e dal 22 settembre all'11 ottobre ha avuto luogo la IIIª Riunione del Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni (C. C. I. R.).

Come è noto, la U. R. S. I. fa parte della Unione Internazionale dei Consigli delle Unioni Scientifiche. Le altre Unioni Scientifiche confederate con la U. R. S. I. sono quelle dell'astronomia, della geodesia, della geofisica, della chimica, della fisica, della geografia e della biologia. La U. R. S. I. ha un carattere prettamente scientifico.

Il C. C. I. R. è invece il Comitato tecnico consultivo per le questioni tecniche da trattare nelle conferenze radioelettriche internazionali, di cui l'ultima si è riunita nel 1932 a Madrid e la prossima dovrà riunirsi nel 1937 al Cairo.

Le precedenti riunioni tanto della U. R. S. I. come del C. C. I. R. ebbero luogo a Copenaghen nel 1931.

## 2 - La Vª Assemblea della U. R. S. I

In seguito alla modifica degli statuti del Consiglio Internazionale delle Unioni Scientifiche sono state invitate la Germania e la U. R. S. S. ad entrare a far parte dell' U. R. S. I. - Tale invito è stato accolto da ambedue le nazioni e la Germania è stata rappresentata al Congresso dal prof. WAGNER. La U. R. S. S., pur avendo aderito, non si è fatta rappresentare, ma ha inviato contributi ai lavori dei vari comitati.

Le 5 Commissioni precedentemente costituite nell' U. R. S. I. (misure e campioni; propagazione delle onde elettromagnetiche;

atmosferici; coordinamento; radio - fisica), data l'assenza del Presidente della IV^a Commissione prof. KENNELLY, sono state ridotte alle quattro seguenti:

| | | |
|---|---|---|
| I^a) - Misure e campioni. | Presid. | dott. E. H. RAYNER (Inghilterra) |
| II^a) - Propagazione delle onde elettromagnetiche. | Presid. | dott. J. H. DELLINGER (U. S. A.) |
| III^a) - Atmosferici. | Presid. | prof. E. V. APPLETON (Inghilterra) |
| V^a) - Radio - fisica e coordinamento. | Presid. | dott. VAN der POL (Olanda) |

Per facilitare i lavori delle Commissioni, queste sono state divise in sottocomitati, incaricati di presentare le loro conclusioni alle assemblee plenarie delle varie Commissioni.

I sottocomitati istituiti in seno alle varie Commissioni furono i seguenti:

**Commissione I^a**

| | | |
|---|---|---|
| 1) - Misure di frequenze e campioni. | - Presid. | RAYNER. |
| 2) - Misure di campo. | - » | SMITH-ROSE. |

**Commissione II^a**

| | | |
|---|---|---|
| 1) - Misure della ionosfera. | - Presid. | APPLETON. |
| 2) - Azione delle macchie solari. | - » | HEISING. |
| 3) - Interazione delle radio onde. | - » | VAN der POL. |
| 4) - Eclissi. | - » | CHAPMAN. |

**Commissione III^a**

| | | |
|---|---|---|
| 1) - Origine degli atmosferici. | - Presid. | NORINDER. |
| 2) - Propagazione degli atmosferici. | - » | WATSON-WATT. |
| 3) - Misure sugli atmosferici. | - » | BUREAU. |
| 4) - Anno solare. | - » | APPLETON. |
| Comitato di coordinamento fra le Commissioni II^a e V^a. — Teoria della propagazione della ionosfera. | - Presid. | ECKERSLEY. |

**Commissione V^a**

| | | |
|---|---|---|
| 1) - Studio dell'alta atmosfera. | - Presid. | MESNY. |
| 2) - Onde ultracorte. | - » | WAGNER. |
| 3) - Teoria delle oscillazioni. | - » | VAN der POL. |

Della delegazione italiana, il comm. GORIO è stato chiamato a far parte del sottocomitato 1 della Commissione Iª, il col. SACCO del sottocomitato 3 della Commissione IIIª, il ten. col. MATTEINI del sottocomitato 2 della Commissione Vª, e il ten. col MARINO del sottocomitato 3 della Commissione Vª

I lavori del prof. RANZI sulle « misure dell'altezza dello strato di Heaviside » e del prof. TODESCO sugli « effetti di assorbimento prodotti sulle onde hertziane da un gas elettronico » sono stati comunicati in riassunto ai sottocomitati delle relative specialità, cioè rispettivamente al sottocomitato 1 della Commissione IIª e al sottocomitato 1 della Commissione Vª.

Sulla partecipazione dell'Italia alle misure di frequenza organizzate dal National Physical Laboratory, sugli esperimenti compiuti in Italia con le micro-onde e relativa propagazione, nonchè sulla organizzazione radioatmosferica italiana, è stato riferito verbalmente in sede di discussione rispettivamente nel sottocomitato 1 della Commissione Iª, nel sottocomitato 2 della Commissione Vª e nel sottocomitato 3 della Commissione IIIª.

Le conclusioni approvate nelle sedute plenarie delle varie Commissioni sono state le seguenti:

COMMISSIONE Iª

Il Sottocomitato 1 ha deciso di:

*a)* - Continuare lo studio dei metodi per ottenere oscillazioni di frequenze le più stabili possibili, e studiare, d'accordo con altri rami della scienza, come astronomia e geodesia, altre possibili applicazioni dei sistemi finora usati solo per scopi radiotecnici.

*b)* - Continuare il confronto fra i campioni di frequenza dei vari laboratori, a mezzo di misure delle frequenze di modulazione e delle frequenze portanti.

*c)* - Approfittare delle emissioni della stazione di Rugby per misure di frequenze o per scopi affini, ad esempio per ricerche geodetiche.

*d)* - Continuare lo studio della fisica delle radiotrasmissioni a mezzo di misure, eseguite dai laboratori delle varie nazioni, su

due o più onde portanti modulate simultaneamente con la stessa sorgente di modulazione

*e)* - Far eseguire confronti internazionali fra i metodi e gli strumenti usati per la misura delle correnti ad alta frequenza.

Il sottocomitato 2 raccomanda:

*a)* - Di continuare lo studio dei metodi di misura delle intensità di campo a radiofrequenza, e di proporre ai vari laboratori scientifici di studiare apparati normali di misura della intensità di campo, in modo da rendere possibili dei confronti.

*b)* - Che per le varie intensità di campo siano adottati, negli apparati normali di misura, i seguenti limiti e le seguenti precisioni:

| Lunghezza d'onda m. | Frequenza kHz | Campo minimo μV m. | Precisione al campo minimo | Campo massimo μV/m. | Precisione al campo massimo |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | per cento | | per cento |
| sopra 2000 | sotto 150 | 1.0 | + 5% | $10^6$ | ± 1 |
| 2000 — 200 | 150 — 1500 | 1.0 | ± 5% | $2 \times 10^5$ | ± 1 |
| 200 — 60 | 1500 — 1500 | 1.0 | ± 5% | $10^5$ | ± 5 |
| 60 — 10 | 5000 — 30.000 | 0.1 | ± 20% | $10^5$ | ± 5 |
| sotto 10 | sopra 30.000 | 10. | ± 20% | $10^5$ | + 10 |

*c)* - Che gli apparati normali abbiano un'antenna a telaio per le misure con onde superiori ai 15 m e un dipolo, capace di essere orientato, per le onde inferiori.

*d)* - Di continuare lo studio dell'altezza efficace e della lunghezza delle antenne aperte e dei dipoli: 1°) perchè le conoscenze attuali non permettono di specificare la natura, le dimensioni, l'altezza dal suolo e i sistemi di accoppiamento da usare fra il dipolo di cui al comma precedente e il relativo apparato ricevente; 2°) perchè talune differenze nei risultati delle misure di campo eseguite con antenne aperte, su onde medie e lunghe, sono certamente da attribuire alla imperfetta conoscenza dell'altezza efficace di tali antenne.

COMMISSIONE IIª

Il sottocomitato 1 ha adottato le seguenti definizioni (1):

*a)* - *Ionosfera* - è la parte dell'alta atmosfera che ha una sufficiente ionizzazione per influire sulla propagazione delle onde e. m.

*b)* - Parlando di ionosfera deve essere usata la parola *regione* e non *strato*.

*c)* - Il termine *ritardo di gruppo* definisce il tempo impiegato da un'impulso segnalatore per andare e tornare dalla ionosfera.

*d)* - *La distanza virtuale* o *equivalente* e data dal prodotto dal ritardo di gruppo per la velocità della luce.

*e)* - Vengono proposti i simboli:

$P$ per il percorso ottico

$P'$ per il percorso virtuale o equivalente

$f$ per la frequenza.

*f)* - Per le misure internazionali sulla ionosfera viene consigliata la frequenza di 3 megahertz e viene dato mandato ai delegati di insistere presso le rispettive amministrazioni, perchè tale frequenza sia riservata a queste misure. Vengono raccomandate le registrazioni dei seguenti fenomeni:

1) variazione della $P'$ col tempo; da effettuarsi, se possibile, ininterrottamente;

2) variazione della $P'$ con la frequenza; da effettuarsi sia giornalmente al mezzogiorno locale, sia per 24 ore consecutive.

*g)* - Per l'indicazione delle frequenze critiche, relative alle varie regioni della ionosfera, sono stati adottati i simboli seguenti:

$$f_{E1},\ f_{E2},\ f_{F1},\ f_{F2},\ \text{ecc.}$$

Le frequenze critiche dei raggi ordinari e straordinari devono essere contraddistinte nel modo seguente

$$f^{o}_{E1},\ f^{s}_{E1},\ \text{ecc.}$$

---

(1) Una memoria sulle questioni relative alla ionosfera ed alla propagazione delle onde corte, sarà pubblicata sul prossimo Bollettino.

*h)* - Il sottocomitato raccomanda infine di istituire un Comitato permanente incaricato di:

Tenere nota delle nazioni che lavorano in questo campo;

Istituire programmi per giorni nazionali di investigazione;

Comunicare tutte le osservazioni inerenti a eclissi, tempeste magnetiche, disturbi magnetici, ecc.;

Provvedere allo scambio delle notizie inerenti ai risultati di studi di anormalità;

Raccogliere elementi sul comportamento dei radiocollegamenti commerciali in relazione ai dati ionosferici;

Riferire alla prossima assemblea generale.

Il sottocomitato 2 raccomanda:

*a)* - Di continuare gli studi per stabilire una correlazione fra i fenomeni solari e le radiotrasmissioni;

*b)* - Che ogni Comitato Nazionale istituisca un sottocomitato sulla propagazione, incaricato di verificare fino a qual punto le deduzioni già note trovino corrispondenza nella pratica.

Il sottocomitato 3:

ha nominato una Commissione costituita dai signori PICAULT, KIRKE e ECKERSLEY, incaricata di eseguire una serie di esperimenti di carattere internazionale per studiare l'interazione delle radio onde.

I risultati dovranno essere rimessi al dottor VAN der POL, incaricato di studiarli e coordinarli.

Il sottocomitato 4 fa voti:

*a)* - Che siano tempestivamente preparate, per le eclissi future, le carte dei percorsi ottici e corpuscolari e che, nelle osservazioni, l'attenzione sia rivolta principalmente alla regione F2, e subordinatamente alla regione intermedia;

*b)* - Che il Comitato permanente per le misure della ionosfera organizzi speciali misure durante l'eclissi e svolga opera presso le Amministrazioni dei vari Stati, perchè contribuiscano a finanziare questi lavori.

COMMISSIONE III[a]

Il Sottocomitato 1:

*a)* - Ritiene che una completa conoscenza della struttura degli atmosferici, originati dai temporali e da altre sorgenti, sia della massima importanza per darne l'interpretazione fisica e per identificarne la natura e che sia molto importante lo studio del fenomeno fisico delle scariche temporalesche con metodi diversi da quelli radioelettrici;

*b)* - Raccomanda di intensificare la registrazione ottica e fotografica dei lampi, in modo da fornire una base precisa per lo studio dei fulmini quali sorgenti di atmosferici e di eseguire inoltre contemporaneamente osservazioni delle variazioni del campo elettrico;

*c)* - Ritiene utile che i vari osservatorii magnetici di tutto il mondo contribuiscano alle ricerche statistiche sui temporali a mezzo di opportune registrazioni degli effetti magnetici dei fulmini;

*d)* - Ritiene che convenga svolgere ulteriori ricerche sui disturbi elettrici di origine apparentemente extraterrestre e che le osservazioni siano svolte su una larga gamma di frequenze e particolarmente sulle più alte, con osservatorii posti in ambedue gli emisferi.

Il sottocomitato 2:

Fa voti che siano istituite stazioni di osservazione degli atmosferici nel Sud Africa e nel Sud America, regioni che sono ritenute di speciale importanza.

Il sottocomitato 3:

*a)* - Stabilisce che le misure sugli atmosferici vengano eseguite alle frequenze di 12, 24, 27, 60, 90, 300, 1500, 7500 e 20.000 kHz;

*b)* - Propone che sia creato un comitato permanente incaricato di raccogliere tutte le osservazioni sugli atmosferici, in modo da poter determinare il numero medio dei disturbi elettrici in tutte le regioni del globo.

Il sottocomitato 4, considerati i risultati ottenuti con la determinazione dei rilevamenti dei disturbi con il metodo del settore

limitato, il quale rappresenta uno dei mezzi più rapidi per aumentare le nostre conoscenze intorno alle principali sorgenti di atmosferici, raccomanda:

*a)* - Di continuare le osservazioni e di impiantare possibilmente nuove stazioni, effettuando i rilievi sulla frequenza di 27 kHz;

*b)* - Di sviluppare la registrazione dei rilevamenti a mezzo dell'oscillografo catodico;

*c)* - Di impiantare nuove stazioni in Germania, Svezia, Africa e Nord America:

*d)* - Di organizzare la determinazione simultanea dei rilevamenti da più stazioni.

COMMISSIONE V$^a$

*a)* - Ritenuto, che non sia ancora completamente chiarito l'intimo meccanismo della produzione delle micro-onde a mezzo di oscillatori elettronici (oscillazioni di BARKHAUSEN e KURZ, PIERRET, ecc.) propone ai vari Comitati Nazionali di far sviluppare le ricerche in questo senso e dà incarico ai proff. WAGNER e MESNY di preparare una relazione sull'argomento per il prossimo Congresso U. R. S. I.

*b)* - Propone di intensificare lo studio della propagazione delle onde inferiori ai 10 metri anche per determinare quale influenza abbiano su di esse le condizioni fisiche dell'atmosfera;

*c)* - Ritiene che convenga svolgere nuovi studi e ricerche sperimentali sui moti browniani degli elettroni nei conduttori e sullo shot-effect nei tubi elettronici e dà incarico ai proff. LLEWELLYN, MOULLIN e VAN der POL di preparare una relazione su tale argomento, per il prossimo Congresso;

*d)* - Propone di sviluppare lo studio della teoria delle oscillazioni non lineari e incarica il prof. VAN der POL di coordinare tali studi e di preparare una relazione.

*e)* - In unione con la Commissione II$^a$ decide di continuare le ricerche sulla teoria della propagazione e dell'assorbimento delle

onde e. m. nell'atmosfera e sulla determinazione delle condizioni in cui la propagazione segue le leggi dell' ottica geometrica e di quelle in cui può essere applicata la teoria generale della propagazione. Incarica i proff. ECKERSLEY e MANNEBACK di coordinare gli studi e di preparare un rapporto.

3. - Dalla esposizione del programma di lavoro della U. R. S. I. risulta che gli argomenti più direttamente interessanti il R. E. sono: la propagazione delle onde, la misura di campo elettrico prodotto dalle stazioni radio, la misura assoluta delle frequenze radio, lo studio degli atmosferici.

La conoscenza dei fenomeni della propagazione delle onde è di capitale importanza per l'impiego della radiotelegrafia, e perciò tutti i progressi compiuti in tale conoscenza interessano il R. Esercito non meno che le altre forze armate. L'argomento è ancora denso di incognite, e perciò nella Riunione sono state tracciate le direttive per gli studi successivi.

Si tratta di massima di organizzare la registrazione dei segnali radio, con lo scopo di misurare l'altezza degli strati riflettenti e le variazioni diurne di tale altezza, in relazione agli altri fenomeni meteorologici ed astronomici.

Un altro campo interessante di indagini è quello della determinazione dei metodi più idonei per la misurazione del campo elettromagnetico, specialmente allo scopo, di interesse tutto militare, di dedurre, in modo razionale e certo, l'influenza della natura del suolo e dei relativi ostacoli sulla propagazione delle onde e delle varie lunghezze impiegate nelle stazioni campali.

Non meno interessanti sono gli studi compiuti nella Riunione relativi alle misure assolute di frequenza. Tale argomento riveste anche esso un carattere di diretta utilità per il R. Esercito, perchè dalla disponibilità di metodi sempre più perfetti per le misure delle lunghezze d'onda, deriva la possibilità di un maggior sfruttamento militare delle gamme d'onda disponibili dato che solo con misure molto sicure è possibile rilevare e correggere i difetti di stabilità dei trasmettitori, difetti che costituiscono uno dei principali ostacoli che si oppongono all'aumento della densità dei radio collegamenti sul campo di battaglia.

I risultati ottenuti in questo campo sono realmente notevoli, tanto che sono diventati oggidì correnti i metodi mediante i quali è possibile misurare le frequenze con un'errore inferiore ad uno su 1 000 000, e che già i principali laboratori prevedono la possibilità di misure aventi la precisione di uno su 10 milioni.

Durante la Riunione la Delegazione ha visitato gli impianti del National Physical Laboratory e della Marconi Wireless Co., raggiungenti le precisioni ora ricordate.

Si tratta di risultati di eccezionale importanza e che promettono contributi ingentissimi nel campo dell' alta fisica e della astronomia.

Meno direttamente interessanti sono gli studi relativi alle perturbazioni elettriche dell'atmosfera, per quanto sia lecito affermare che ogni passo fatto verso la loro più profonda conoscenza renda più probabile la eventualità di trovare metodi efficaci per ovviare ai grandi inconvenienti a cui tali perturbazioni danno luogo, disturbando come è noto i radio collegamenti.

I lavori compiuti a tale riguardo dal Radio Research Board del National Physical Laboratory, visitato dai membri della Riunione, sono veramente meravigliosi. Non solo si è riuscito a fotografare la forma degli atmosferici, ma si può di ciascuno determinare la località di origine. Da uno studio statistico dei risultati, il R. R. B. ha inoltre potuto dedurre il modo col quale gli atmosferici si propagano e si deformano durante la loro propagazione sulla superficie della terra: un risultato importante sull' argomento e che può ritenersi acquisito è che gli atmosferici che si sentono sulle onde lunghe sono di massima di provenienza lontana; quelli sulle onde corte di provenienza vicina.

4 - Durante la Riunione si sono compiute varie visite:

*a)* - alla « Research Stations of the National Physical Laboratory » a Slough; *b)* alla sede dello stesso Laboratorio a Teddington; *c)* alla sede della British Broadcasting Corporation; *d)* al centro trasmittente radio di Rugby del Post Office Inglese; *e)* al corrispondente centro ricevente di Baldock; *f)* al Laboratorio Cavendish del Trinity College a Cambridge.

Tali visite hanno messo in evidenza l'organizzazione ricchissima di mezzi e di personale che è a disposizione della tecnica inglese, e che non ha riscontro in Italia. Il National Physical Laboratory ed il dipendente Radio Research Board non hanno infatti alcuna dipendenza dai vari Ministeri (Comunicazioni, Marina, Guerra, Aeronautica, ecc.) che sfruttano normalmente i mezzi radio. Ciascuno di questi Ministeri ha per conto proprio laboratori o centri di studio, che si dedicano agli studi tecnici direttamente interessanti le applicazioni che li riguardano. Il National Physical Laboratory si occupa invece della parte scientifica generale, con minor diretta preoccupazione delle applicazioni.

È da notare che, come il Cavendish Laboratory a Cambridge, vi sono nelle varie Università degli altri laboratori che pure si occupano di ricerche radio, indipendentemente da quelle direttamente condotte dal National Physical Laboratory.

Una quantità di mezzi e di enti è in complesso dedicata alle ricerche di questa specie, di natura strettamente teorica. Esse contribuiscono in modo notevole al miglioramento del servizio radio.

## 5 - La III[a] Riunione del C. C. I. R.

La Riunione del C. C. I. R. riveste un carattere tecnico-amministrativo che interessa indirettamente anche il Regio Esercito, specialmente per quanto riguarda la distribuzione delle frequenze ed i miglioramenti da apportare alle stazioni.

Le questioni, che più da vicino toccano il servizio radio militare, possono così riassumersi:

*a) - Sensibilità e selettività dei radio ricevitori.* È un argomento che ha suscitato notevoli discussioni ed al quale sono state portate notevoli contribuzioni di studi tecnici: questi potranno essere tenuti presenti nello stabilire delle norme per l'ordinazione e la collaudazione degli apparati radio riceventi, anche per scopi militari.

*b) - Fissazione delle tolleranze delle armoniche nei radio trasmettitori.* È anche questo un argomento che ha dato luogo a

studi interessantissimi di carattere prettamente tecnico, i cui risultati dovranno pure essere tenuti in considerazione specialmente per dedurne le norme di costruzione e collaudo dei trasmettitori radio di una certa potenza.

*c) Studi sulle stazioni di radiodiffusione.* Riguardano sia l'intervallo di frequenza tra le stazioni di radiodiffusione; come i metodi per la sincronizzazione di più stazioni allo scopo di economizzare le lunghezze d'onda, come l'adozione di antenne antifading o di carattere direttivo, intese queste ad eliminare l'interferenza dovuta al raggio indiretto, specialmente sensibile nella notte, cioè nelle ore di maggior utilizzazione della radiodiffusione.

*d) Metodi e mezzi tecnici che permettano ad una stazione mobile di lavorare esattamente sulla frequenza di una stazione terrestre fissa.* Si tratta qui della questione dell'isoonda, di cui si sente la necessità per le stazioni addette ai servizi radio marittimi.

Il Comitato non ha però trovato alcuna soluzione soddisfacente, ma si è limitato a raccomandare che lo studio sia continuato.

*e) Radiotelegrafia fra le navi di piccolo tonnellaggio (navi da pesca).* La questione non interessa direttamente le amministrazioni militari, ma indirettamente è importante, per il fatto che, secondo la Conferenza di Madrid, alle navi da pesca di piccolo tonnellaggio è precisamente assegnata la gamma da m. 85 a 196, che è quella maggiormente sfruttata nelle stazioni campali dei vari eserciti.

È però da osservare che la radio viene impiegata dalle piccole navi da pesca quasi soltanto nell'Atlantico e nel Mare del Nord, cioè ad una grande distanza dalle nostre regioni, e mediante stazioni di piccola potenza.

*f) Studi delle curve di propagazione delle onde.* È questo uno degli argomenti più interessanti discussi alla Riunione, in quanto lo stabilire curve di propagazione rigorose, che abbiano un valore tecnico amministrativo, non essendo, allo stato attuale, ancora possibile, il Comitato ha deciso di adottare, a titolo di

indicazione, le curve già stabilite alla Conferenza di Madrid, ma aggiornate secondo le ultime risultanze sperimentali. Le curve relative alle onde medie sono rappresentate nelle figg. 1 a 6.

Una memoria sulla propagazione delle onde corte sarà pubblicata nel prossimo Bollettino.

Su questo argomento, la Delegazione Italiana ha consigliato di riferire le curve alla *forza cimomotrice*, (1) anzichè alla potenza irradiata. La questione sarà portata alla prossima Riunione, il testo della comunicazione viene riportato nell'appendice n. 1.

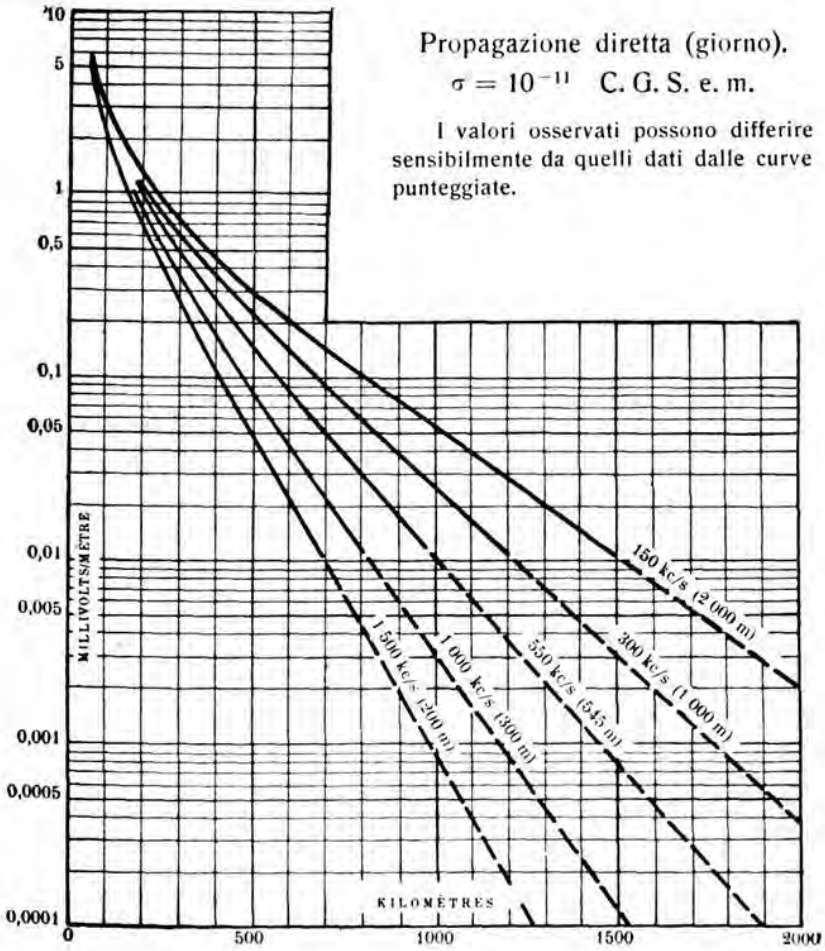
*g) Intensità del campo necessario per una buona ricezione nei differenti casi pratici.* Questo argomento interessa specialmente la progettazione delle stazioni fisse.

È risultato che su di esso, come su tutti quelli che riguardano la propagazione delle onde, non è possibile dare cifre tassative e neppure molto approssimate, ma può essere utile dare delle cifre di orientamento, a titolo di indicazione; tali cifre sono riportate nell'appendice n. 3.

*h) Utilizzazione per la radiodiffusione di un sistema di emissione radiotelefonica comprendente l'onda portante e una sola banda laterale.* Lo studio di cui trattasi tende ad attenuare la congestione delle emissioni che si verifica attualmente nella radiodiffusione. Si tratterebbe di sopprimere una delle due bande laterali della radiotelefonia per evitare la conseguente interferenza con le bande delle stazioni attigue, in modo però che sia possibile utilizzare gli attuali ricevitori di radiodiffusione. Le esperienze finora compiute hanno dato risultati contradditori ma lasciano sperare una pronta soluzione, di cui potrebbe essere sperimentata anche l'applicazione militare, allo scopo di ridurre le interferenze tra le nostre stazioni radiotelefoniche.

*i) Riduzione dei disturbi nei radio ricevitori.* Si tratta della complessa questione tendente da un lato a fare adottare misure preventive in tutti gli impianti elettrici affinché questi disturbino il meno possibile le radio audizioni, nell'interno degli abitati, e

(1) L. Sacco. *Boll. R. T. del R. E.*, 1926, n. 2, pag. 3.



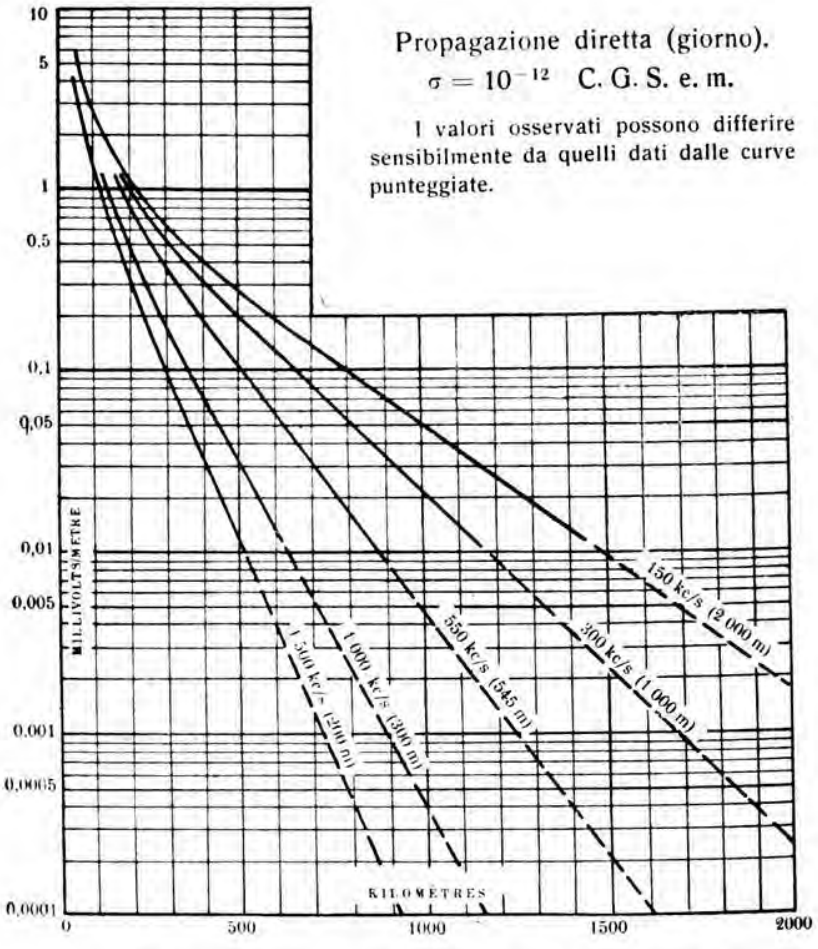

Le curve di cui sopra si riferiscono alla potenza irradiata di 1 kW, l'antenna avendo una altezza piccola di fronte alla lunghezza d'onda, ed una emissione circolare.

Per il significato ed i limiti di applicabilità di queste curve, vedere il testo (1).

FIGURA 1.

---

(1) Vedere anche L. SACCO. - La portata delle stazioni radio ad onde medie. - *Boll. R. T. del R. E.*, 1934, numeri 2 e 3.



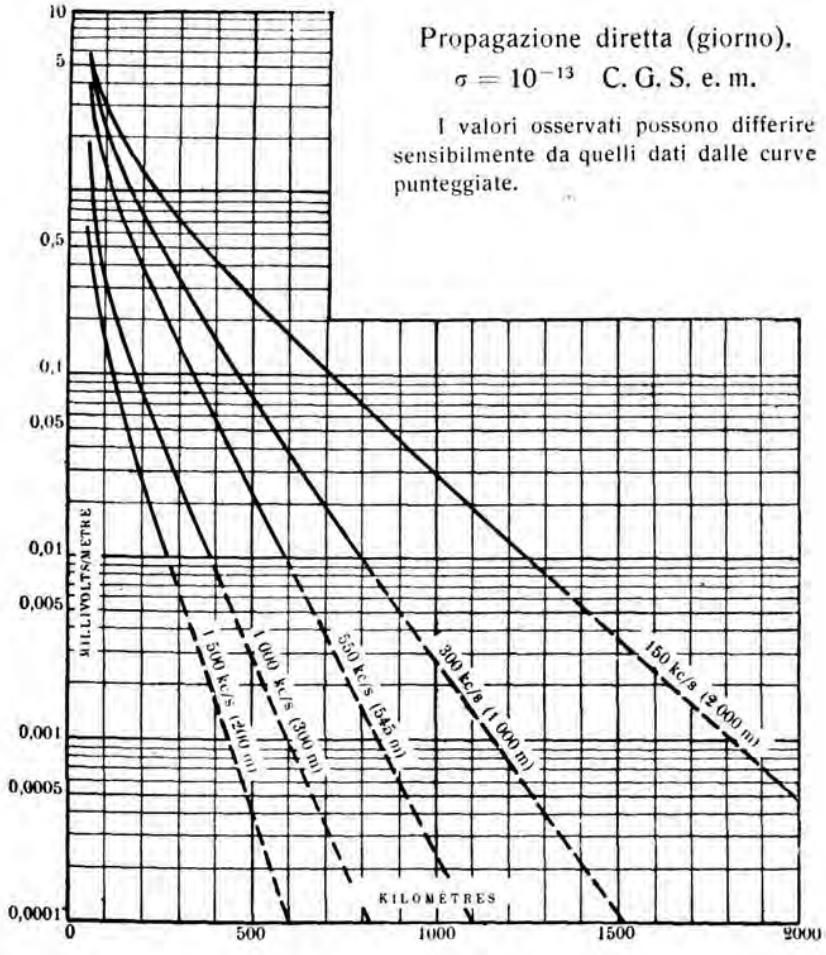

Le curve di cui sopra si riferiscono alla potenza irradiata di 1 kW, l'antenna avendo una altezza piccola di fronte alla lunghezza d'onda, ed una emissione circolare.

Per il significato ed i limiti di applicabilità di queste curve, vedere il testo (1).

FIGURA 2.

---

(1) V. nota cit. a pag. 155.

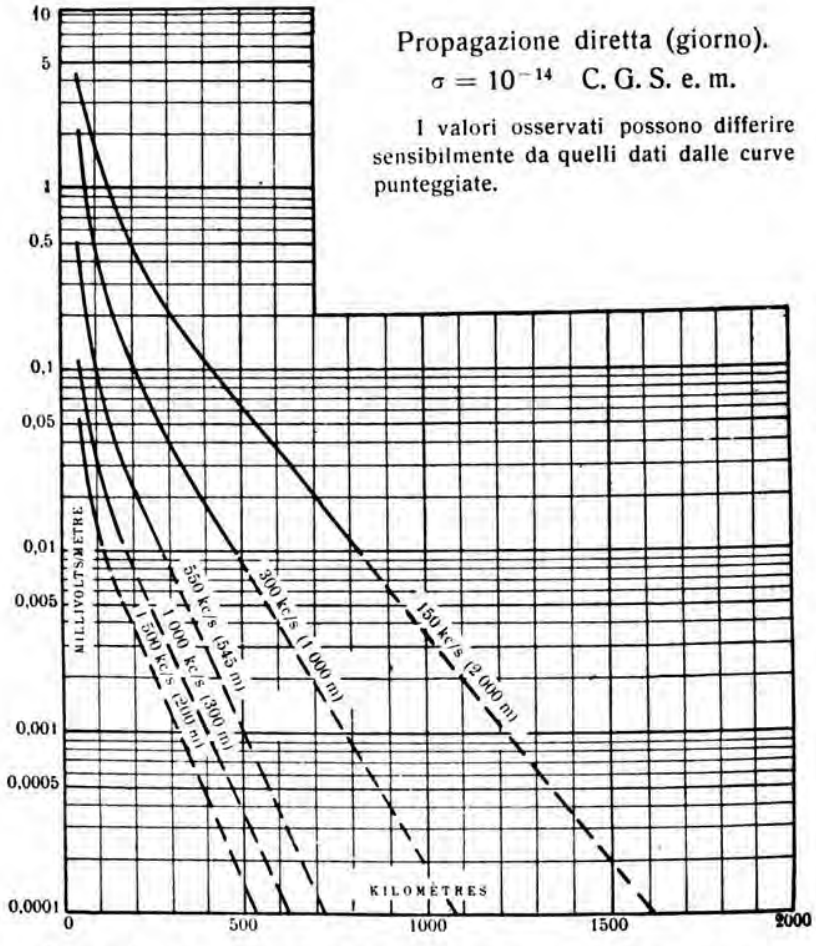



Le curve di cui sopra si riferiscono alla potenza irradiata di 1 kW, l'antenna avendo una altezza piccola di fronte alla lunghezza d'onda, ed una emissione circolare.

Per il significato ed i limiti di applicabilità di queste curve, vedere il testo (1).

FIGURA 3.

(1) V. nota cit. a pag. 155.

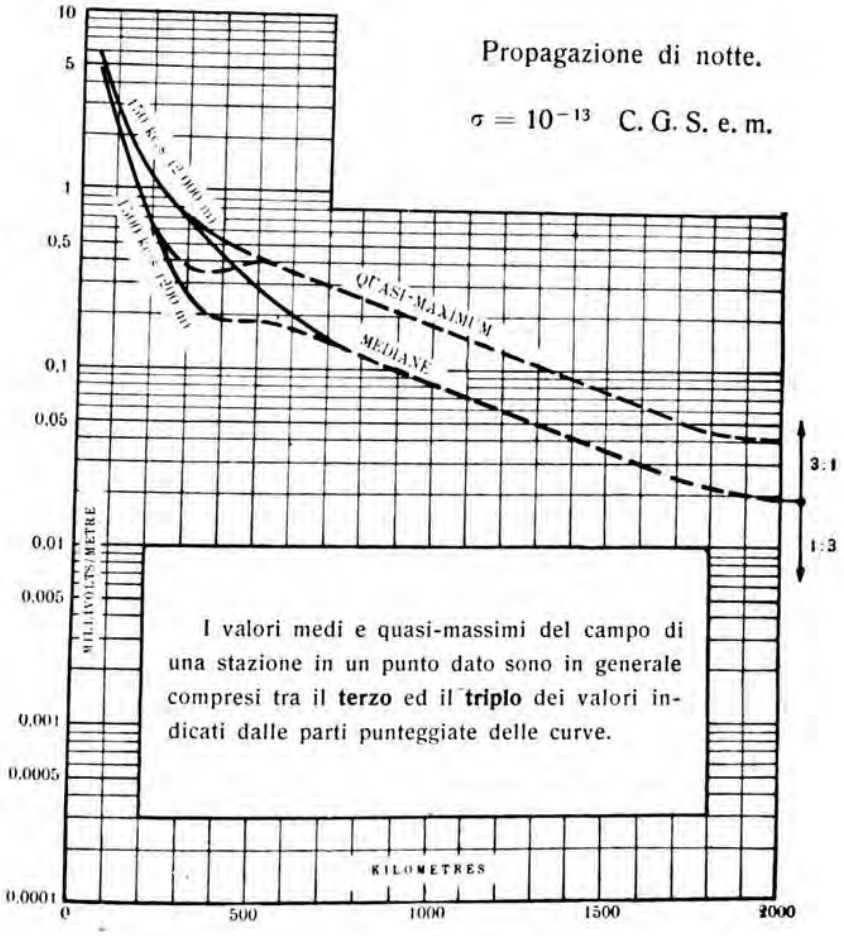



Le curve di cui sopra si riferiscono alla potenza irradiata di 1 kW, l'antenna avendo una altezza piccola di fronte alla lunghezza d'onda, ed una emissione circolare.

Per il significato ed i limiti di applicabilità di queste curve, vedere il testo (1).

FIGURA 4.

(1) V. nota cit. a pag. 155.

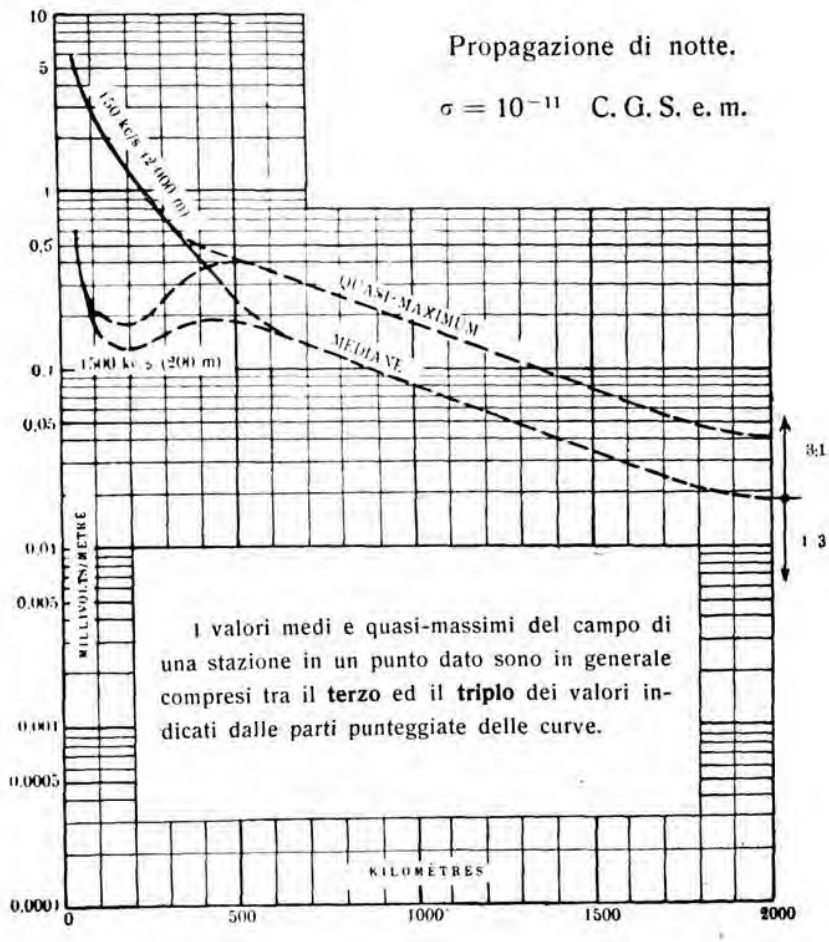



Le curve di cui sopra si riferiscono alla potenza irradiata di 1 kW, l'antenna avendo una altezza piccola di fronte alla lunghezza d'onda, ed una emissione circolare.

Per il significato ed i limiti di applicabilità di queste curve, vedere il testo (1).

FIGURA 5.

(1) V. nota cit. a pag. 155.




Le curve di cui sopra si riferiscono alla potenza irradiata di 1 kW, l'antenna avendo una altezza piccola di fronte alla lunghezza d'onda, ed una emissione circolare.

Per il significato ed i limiti di applicabilità di queste curve, vedere il testo (1).

FIGURA 6.

(1) V. nota cit. a pag. 155.

dall'altro lato ad escogitare sistemi di protezione diretta dei radioricevitori contro tali disturbi.

*l) Caratteristiche delle differenti frequenze per quanto riguarda la radiogoniometria.* Si tratta di stabilire l'intensità del campo occorrente per un buon rilevamento radiogoniometrico. Tale intensità è stata già fissata in 50 microvolt/metro per le onde medie, ma non si è potuto addivenire ancora ad un accordo per quanto riguarda le onde corte. Su questo argomento esistono in realtà molte incertezze, non potendosi ancora ritenere risoluto il problema della radiogoniometria del raggio indiretto, cioè di quello riflesso dagli altri strati atmosferici, e che ha una parte preponderante nelle comunicazioni con le onde corte.

*m) Metodi di misura dell'intensità dei segnali e dei disturbi.* Questo argomento ha molta affinità con quello trattato a Londra dall' U. R. S. I., ma si propone scopi più direttamente pratici. Il Comitato ha formulato una serie di quesiti che dovranno essere discussi, coi risultati delle relative ricerche, nella prossima Conferenza.

6 - La contribuzione italiana alla III[a] Riunione del C.C.I.R. è stata notevole, l'Italia figurando come nazione centralizzatrice e collaboratrice in varie questioni. Il Gr. Uff. E. GNEME, decano dei presidenti delle varie delegazioni, ha pronunziato i discorsi inaugurale e di chiusura delle riunioni, ed ha presieduto una delle commissioni della riunione. Il Governo Portoghese ha organizzato varie gite nel paese che hanno lasciato un gratissimo ricordo nei congressisti.

LUIGI SACCO
Colonnello del Genio

# APPENDICE N. 1.

Comité consultatif international
des radiocommunications.
(C. C. I. R.)

**Document n. 132.**

*3 octobre 1934.*

3ª RÉUNION,
LISBONNE, 1934.

## QUESTION N. 22.

### ETUDE DES COURBES DE PROPAGATION DES ONDES.

PROPOSITION.

### 22/5. ITALIE.

Dans le but de rendre les courbes de propagation, dont il est question dans le document n. 22, d'un usage plus facile et d'une application plus générale, la délégation italienne a l'honneur de proposer que les susdites courbes soient rapportées non plus á un kW rayonné, mais á une autre quantité caractéristique de l'émetteur qu'on peut nommer « force cimomotrice » ou bien « tension de rayonnement » ou encore « force radiomotrice ». Cette quantité est définie par le produit du champ électrique $F$ mesuré (ou calculé) en millivolts par mètre á la distance $D$ de quelques longueurs d'onde dans la direction considérée, multiplié par la dite distance $D$ en kilomètres, de sorte qu'on aura $E = F \times D$ exprimée en volts. Pour un dipôle élémentaire de hauteur $h$ (mètres) parcouru par un courant I (ampères) et de longueur d'onde $\lambda$ (mètres), la f. c. m. en volts est donnée par l'expression:

$$E = 120\ \pi \left(\frac{h\ I}{\lambda}\right);$$

Comme, dans ce même cas, la puissance rayonnée, en watts, est

$$W = 160\ \pi^2 \left(\frac{h\ I}{\lambda}\right)^2, \text{ on en déduit:}$$

$$E = \sqrt{90\ W}$$

A la puissance rayonnée d'un kilowatt, considérée dans les courbes du document n. 22, correspond donc la f. c. m. de 300 V.

La méthode aurait les avantages suivants:

*a)* On substitue à la puissance rayonnée, qui est en général difficile à calculer et dans tous les cas presque impossible à mesurer, une quantité, la f. c. m., qu'on peut aisément mesurer dans la direction voulue et dont le calcul n'est que la partie préliminaire du procédé usuel du calcul de la puissance rayonnée.

*b)* Les courbes pourront être employées utilement même pour les types d'émission dirigée, pour lesquels la méthode actuelle n'est pas utilisable. En effet, la validité de celle-ci est limitée aux systèmes d'émission à radiation circulaire qui se rapprochent du dipôle élémentaire.

Par l'introduction de la notion de f. c. m. qu'on peut déduire immediatement des formules et des diagrammes de radiation, on a la possibilité de déterminer le champ á toutes distances et dans toutes les directions voulues, moyennant la connaissance des courbes de propagation.

La notion de f. c. m. a été utilisée avantageusement en Italie, dés 1926, (*Bollettino R. T. del Regio Esercito*, gennaio 1926. - *Dati e memorie sulle radiocomunicazioni* 1929, L. SACCO - Forza cimomotrice e distanza virtuale in r. t.).

# Emissione secondaria e amplificazione con circuiti dynatron

**SOMMARIO** - *Si accenna al fenomeno della emissione secondaria (Parte 1ª). Si confronta il circuito dynatron con il circuito a reazione (Parte 2ª). Si propone di usufruire del fenomeno della resistenza differenziale negativa al fine di ottenere stadi aperiodici particolarmente efficienti (Parte 3ª).*

## PARTE Iª.

1. - Il fenomeno della resistenza negativa nei tubi elettronici è dovuto alla presenza di correnti di convezione secondarie, dirette inversamente alle correnti di convezione primarie, o principali. Gli elettroni primari emessi dal catodo e accelerati dal campo elettrico esistente nel tubo, pervenendo all'anodo, vengono in esso frenati, e cedono all'anodo stesso della energia cinetica il cui ammontare (fatte le note ipotesi semplificative, che la velocità di espulsione dal filamento sia nulla, e che la velocità finale sia piccola rispetto a quella della luce) può essere espresso in volt-elettrone, in base alla relazione:

$$\frac{1}{2} m u^2 = e V_a$$

dove i simboli hanno il significato consueto.

L'energia globale $V_a I_a$ degli elettroni che pervengono all'anodo viene nella sua quasi totalità spesa in riscaldamento dell'elettrodo stesso; contemporaneamente possono verificarsi fenomeni di riflessione pura e di emissione (di elettroni secondari e di raggi X). Per potenziali percorsi dell'ordine di quelli che si riscontrano nei tubi elettronici per ricezione, il fenomeno dell'emissione secondaria è, tra questi ultimi, di gran lunga il più importante. La « riflessione pura » presenta infatti un massimo per elettroni primari lenti, e precisamente aventi velocità, misurate in volt, intorno ai 6 volt, mentre per l'estrazione di un quanto di radia-

zione x occorrono potenziali dell'ordine dei kilovolt. Data la frequenza altissima ($\lambda = \sim 1\ \mathring{A}$) il quanto corrispondente $W = h \cdot \nu$ è infatti assai grande.

Il fenomeno della emissione secondaria può essere spiegato con il modello seguente. Gli elettroni incidenti cedono l'energia loro propria agli elettroni superficiali dell'anodo. Questi vengono di conseguenza a possedere una energia cinetica il cui valore medio supera il lavoro di estrazione elettronica proprio del metallo. Vinte le forze attrattive, fuoriescono allora con una velocità, che tutt'al più corrisponde alla totale eccedenza energetica.

Risulta cioè:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}\, m\, u^2_{max} &= W - W_o \\ &= e\,(V_a - V_o) \\ &= h\,(\nu - \nu_o) \end{aligned} \qquad \text{[EINSTEIN]}$$

La 3ª scrittura si riferisce particolarmente al caso della emissione fotoelettrica, nel quale caso il fascio incidente, anzichè di elettroni, è composto di fotoni. E perchè l'emissione abbia luogo, occorre che la frequenza della radiazione incidente sia almeno eguale alla frequenza limite del metallo.

Nel caso della emissione secondaria, conviene la 2ª scrittura, dove $V_a$ indica il potenziale acceleratore degli elettroni primari, $V_o$ il potenziale di estrazione del metallo. Sul valore di $V_o$ influisce grandemente lo stato di purezza e di scabrosità della superficie emittente. Per metalli puri e degasati si dànno i valori indicativi seguenti:

| | |
|---|---|
| Tungsteno | 4,5 volt |
| Torio | 3,3 » |
| Tungsteno toriato | 2,6 » |
| Bario | 1,5 » |

Al fine di rendere più piccolo $V_o$, valgono i criteri di « sensibilizzazione », per mezzo di rivestimenti elettropositivi, noti dalla tecnica delle cellule fotoelettriche. Si originano così, per effetto di contatto, dei « doppi strati » che facilitano l'estrazione elettronica.

Il depositarsi del materiale del catodo sulla placca, nelle prime ore di funzionamento, può rendere, specie nel caso che il catodo sia di bario, instabile la caratteristica dei tubi, nei quali si rilevano effetti di emissione secondaria; dopo un certo tempo, però, detta evaporazione cessa e la caratteristica diviene stabile.

Il numero di elettroni secondari liberati sull'anodo è proporzionale al numero di elettroni primari urtanti; dipende inoltre dalla velocità e dall'angolo di incidenza. È generalmente maggiore per le incidenze oblique, dato che per quelle prossime alla normale gli elettroni primari sembrano approfondirsi di più, e gli elettroni secondari accelerati perdere per urto la maggiore parte dell'energia cinetica acquistata.

Il numero medio di elettroni secondari liberati da ogni primario può esprimersi come rapporto della corrente secondaria alla corrente primaria, $i_2/i_1$; esso viene indicato con $\varepsilon$, e per potenziali percorsi di 500 volt e per elettrodi rivestiti di bario può raggiungere il valore $\varepsilon = 3$.

Gli elettroni secondari fuoriesciti dall'anodo posseggono delle velocità residue, il cui valore limite è dato dalla già scritta relazione di EINSTEIN, e la cui distribuzione si differenzia notevolmente dalla distribuzione statistica di MAXWELL. Generalmente, successive perdite di energia riducono grandemente questa velocità, e quindi, a parte la direzione di essa, difficilmente gli elettroni secondari possono superare potenziali ritardatori anche piccoli.

Si tenga, ad esempio, presente, che per velocità medie primarie tra 100 e 1000 volt, si hanno velocità secondarie distribuite intorno a valori medi compresi rispettivamente tra 5 e 15 volt (tungsteno).

Sarà dunque possibile, a questi elettroni secondari, dar luogo a manifestazioni macroscopiche, del genere di correnti del medesimo ordine delle correnti primarie, solo quando esista in prossimità dell'anodo un elettrodo ausiliario che abbia un potenziale positivo superiore, eguale o almeno assai prossimo a quello anodico. I tubi che perciò più facilmente consentono queste manifestazioni sono i tubi a quattro o più elettrodi, ed in particolare i tetrodi a griglia schermante, ed i pentodi in cui si siano metallicamente

congiunte la griglia schermante e la « soppressor ». Specialmente bene si prestano i tubi '89, e '59 (pentodi), '36, '24, 551 mμ (*).

2. - Nella formazione delle correnti $I_a$ e $I_{gs}$, misurabili nei circuiti di anodo e di griglia-schermo, le componenti primarie $I_{a1}$ e $I_{gs1}$ e le componenti secondarie $I_{a2}$, $I_{gs2}$ intervengono nella misura che semplicemente indicano le relazioni:

$$I_a = I_{a1} + I_{gs2} - I_{a2}$$

$$I_{gs} = I_{gs1} + I_{a2} - I_{gs2}$$

In esse, per $E_a \ll E_{gs}$, si può ritenere $I_{gs2} = 0$

per $E_{gs} \ll E_a$ » » » $I_{a2} = 0$

Generalmente, si fa inoltre l'ipotesi semplificativa che la corrente totale emessa $I_e = I_a + I_{gs} = I_{a1} + I_{gs1}$ resti, variando $E_a$, costante. - (In realtà, la curva $I_e = f(E_a)$ presenta l'andamento indicato schematicamente in figura 1).

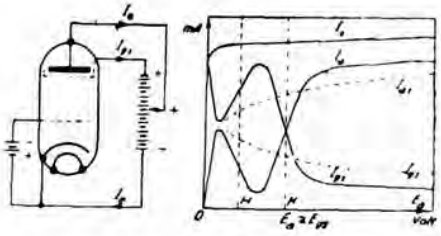


FIGURA 1.

Supponiamo ora che sia $E_a \ll E_{gs}$; la corrente anodica osservabile sarà $I_a = I_{a1} - I_{a2}$. La curva $I_a = f(E_a)$ è rilevabile sperimentalmente; quella $I_{a1} = f(E_a)$ è tracciabile con procedimenti grafici approssimativi; si potrà quindi in questa zona della caratteristica, (dove si manifesta il fenomeno della resistenza differenziale negativa), desumere $I_{a2} = f(E_a)$ e conseguentemente $\varepsilon = I_{a2}/I_{a1}$.

(*) Ing. A. PINCIROLI del R. Polit. di Milano. - *Conferenza A.E.I.*, 17 novembre 1933.

Evidentemente, quando $\varepsilon > 1$, la corrente osservabile $I_a$ è diretta nel senso contrario a quello indicato dalla polarità anodo-catodo. Quando $\varepsilon = 1$, $I_a = 0$. Quando $\varepsilon < 1$ la corrente $I_a$ è ancora diretta come indica la detta polarità. Consideriamo ora l'andamento della derivata $\frac{d\varepsilon}{dE_a}$. Se essa è positiva, cioè se, incrementando $E_a$, il numero degli elettroni secondari liberati cresce più rapidamente di quanto cresca il numero dei primari incidenti, la caratteristica $I_a = I_{a1} - I_{a2} = f(E_a)$ risulta discendente, e la resistenza differenziale, di conseguenza, negativa. Questo fenomeno si riscontra, nei tubi a griglia-schermo, quando alla griglia-schermo sia stata assegnata una polarità positiva, rispetto al catodo, superiore a quella assegnata all'anodo; accade infatti che, aumentando $E_a$, aumenta, oltre che il numero degli elettroni primari incidenti, anche la loro velocità; e perciò il numero degli elettroni secondari liberati aumenta con legge più rapida.

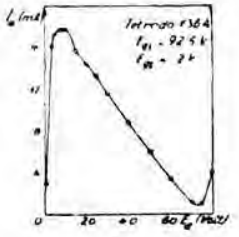


FIGURA 2.

Per concludere, converrà rammentare che le variazioni del potenziale di griglia-controllo $E_{gc}$ influiscono sulla lunghezza e sulla pendenza (il cui inverso è il modulo della resistenza) del tratto negativo della caratteristica, mentre le variazioni di potenziale della griglia-schermo $E_{gs}$ influiscono principalmente sulla lunghezza del tratto stesso. Ciò dipende dal fatto che da $E_{gc}$, sopratutto, dipendono la forma e la intensità del campo elettrico, mentre $E_{gs}$ interviene quasi unicamente nell'alterare l'apparente « distribuzione » della $I_e$ tra anodo ($I_a$) e griglia-schermo ($I_{gs}$).

A titolo puramente indicativo riportiamo nelle figure 1 e 2 rispettivamente uno schizzo schematico indicante genericamente l'andamento delle correnti in un tubo a griglia-schermo, ed una caratteristica discendente relativa ad un tubo '36.

***

PARTE II[a].

3. - Consideriamo ora un circuito oscillante, comprendente induttanza, capacità e resistenza.

L'integrale generale dell'equazione differenziale omogenea a coefficienti costanti:

$$\frac{d^2 i}{d t^2} + \frac{R}{L} \frac{d i}{d t} + \frac{i}{L C} = O$$

è:

$$i = A e^{\lambda_1 t} + B e^{\lambda_2 t}$$

dove $\lambda_1$ e $\lambda_2$ sono le radici della equazione caratteristica. Determinate le costanti $A$ e $B$ per modo che siano soddisfatte le condizioni ai limiti, si ha:

$$i = \frac{V}{p L} e^{-\frac{R t}{2 L}} \text{ sen } p t$$

dove $V$ è la tensione all'inizio della scarica e dove:

$$p = \pm \sqrt{\frac{1}{L C} - \frac{R^2}{4 L^2}}.$$

La variazione periodica sinusoidale di $i$ sussiste quindi soltanto quando il radicale:

$$\sqrt{\frac{1}{L C} - \frac{R^2}{4 L^2}}$$

è positivo, cioè quando $R^2 < \frac{4 L}{C}$.

Se invece il radicale è negativo, e $p$, di conseguenza, è immaginario, la funzione trigonometrica periodica diviene funzione iperbolica aperiodica.

È infatti:

$$\frac{\operatorname{sen} j\,p\,t}{j\,p} = \frac{1}{p} \cdot \operatorname{sen} h\,p\,t$$

La scarica non ha, in questo caso, carattere oscillatorio, ma unidirezionale, poichè di $i$ varia l'ampiezza, ma non il segno.

Supponiamo ora di introdurre in serie nel circuito una resistenza negativa di modulo $r$. La resistenza del circuito diverrà $R - r$, il termine esponenziale diverrà: $e^{-\frac{R-r}{2L}t}$ e vi saranno 4 « zone » di funzionamento:

$$(R-r)^2 > \frac{4L}{C} \qquad \begin{array}{ll} (R-r) > 0 & \text{scarica continua} \quad 1) \\ (R-r) < 0 & \text{carica continua} \quad 2) \end{array}$$

$$(R-r)^2 < \frac{4L}{C} \qquad \begin{array}{ll} (R-r) > 0 & \text{scarica oscillante} \quad 3) \\ (R-r) < 0 & \text{carica oscillante} \quad 4) \end{array}$$

Nel caso 4 le oscillazioni dovrebbero innescarsi alla minima perturbazione e quindi crescere in ampiezza, indefinitamente; in pratica interverrà la limitazione dovuta al fatto che la caratteristica del tubo è rettilinea e discendente solo per un tratto finito. Analoga limitazione interviene nel caso 2.

La zona 4 è quella delle oscillazioni tipo dynatron (A. W. Hull, 1918) la cui frequenza è data dalla equazione:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L\,C} - \left(\frac{R}{2\,L} + \frac{1}{2\,r\,C}\right)^2}$$

in cui i termini racchiusi tra le parentesi sono, nella maggior parte dei casi della pratica, trascurabili.

Esaminiamo ora il caso 3. In questo caso si verifica, rispetto al circuito oscillante originario, una diminuzione di smorzamento. Il decremento diviene: $\frac{R-r}{2\,f\,L}$ ed il coefficiente di amplificazione:

$$Q = \frac{\omega\,L}{R-r}.$$

L'uno risulta cioè diminuito, l'altro aumentato. Mediante l'introduzione della resistenza negativa è dunque possibile esaltare la $q$ teoricamente fino all'infinito; praticamente intervengono le limitazioni di cui si dirà. Ad ogni modo, entro questi limiti, tutto accade come se una resistenza negativa in serie potesse «cancellare», almeno in massima parte, la resistenza positiva serie del circuito oscillante.

4. - La introduzione di una resistenza negativa serie può venire semplicemente compiuta ponendo il circuito oscillante nel circuito anodico di un tubo funzionante nel tratto discendente della caratteristica. La resistenza negativa in parallelo può essere trasferita

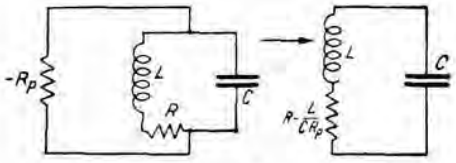



FIGURA 3.

in serie mediante la nota trasformazione (fig. 3), che si basa sulla relazione approssimata (e valevole per oscillazioni che abbiano la frequenza naturale del circuito):

$$R_{\text{deriv.}} = \frac{L}{C\,R_{\text{serie}}}$$

$R_{\text{serie}}$ risulta dunque tanto più grande quanto più piccola è $R_{\text{deriv.}}$.

È possibile con questo mezzo ottenere un circuito oscillante a perdita minima, cioè amplificare grandemente delle oscillazioni, e particolarmente delle piccole oscillazioni, (dato che l'ampiezza massima raggiungibile è limitata, l'amplificazione sarà per esse specificatamente più grande). Tale possibilità compare rappresentando il tubo sia come generatore di una tensione $-\mu\, e_g$ indipendente dalla natura del carico, sia come generatore di una corrente $-e_g\, g_m$ indipendente dalla natura del carico.

Queste due concezioni-limite infatti si equivalgono, a condizione che sia:

$$\mu\, e_g = \frac{g_m\, e_g}{g_p}$$

cioè

$$\mu = g_m\, R_p$$

ed avrebbero corrispondenza nella realtà se si potesse rendere, nell'un caso, nulla, nell'altro, infinita, la resistenza interna del generatore, cosicchè risultassero nulli, nel primo caso, la caduta interna di tensione, nel secondo, il consumo interno di corrente.

Secondo la prima rappresentazione si ha, quando la resistenza di placca è negativa:

$$\mu_{eff.} = \mu \left( \frac{-R_p}{R - R_p} \right)$$

dove $R$ è la resistenza differenziale del circuito esterno.

La 2ª rappresentazione, che si presta specialmente nel caso di carichi con elementi in parallelo, conduce allo schema di figura 4.

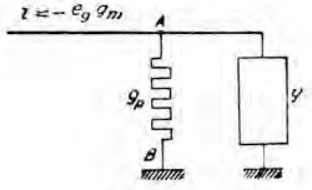



FIGURA 4.

La resistenza complessiva opposta al passaggio della corrente $i = -e_g\, g_m$ è:

$$\frac{-R\, R_p}{R - R_p}$$

e conseguentemente la tensione ai capi $A\ B$ risulta:

$$\frac{-R\, R_p}{R - R_p}\, i\,.$$

Il consumo del ramo negativo è quindi:

$$W = \frac{\left(\frac{R\,R_p}{R - R_p}\right)^2 i^2}{-R_p}.$$

Questa $W$, risultando negativa, è potenza prodotta, anzichè consumata.

Nel ramo utilizzatore si ha invece:

$$W' = \frac{\left(\frac{R\,R_p}{R - R_p}\right)^2 i^2}{R}.$$

Si ha cioè qui un consumo di potenza oscillatoria, per l'importo indicato.

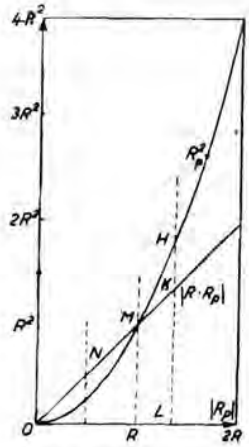



FIGURA 5.

Tutto avviene, dunque, come se vi fossero due sorgenti di potenza oscillatoria: una avente origine nelle variazioni di $E_{gc}$, potenziale di griglia-controllo, amplificate dal tubo funzionante come per $R_p$ positiva. L'altra, dovuta ad una conversione di corrente continua in corrente oscillatoria, causata dalla presenza della griglia-schermo fortemente positiva.

Se quest'ultima potenza $W$ è in valore assoluto maggiore di $W'$, in ogni caso si ha innesco di oscillazioni, cioè produzione

di potenza (e la condizione limite è $R\,R_p^2 = R^2\,R_p$ cioè $|R_p| = R$). Se invece $W < |W'|$, il tubo può funzionare come un amplificatore, con in parallelo una sorgente sussidiaria di potenza oscillatoria.

Il grafico in figura 5, avente per ascisse le $R_p$, e dove le ordinate della curva $R^2_p$ sono proporzionali all'attitudine del circuito utilizzatore a consumare potenza oscillatoria, e quelle della retta $|R\,R_p|$ all'attitudine del convertitore sussidiario a produrne, mostra schematicamente come per $|R_p| = R/2$ si abbia un massimo di produzione di potenza oscillatoria; come per $|R_p| = R$ si abbia la nota condizione di innesco; e come, a destra di $M$, per ottenere genericamente una potenza, all'uscita, proporzionale a $L\,H$, sia sufficiente fornire, « via » normale funzionamento, (come per $R_p$ positiva), l'importo $H\,K$. Il rapporto $\frac{H\,L}{H\,K}$ dà quindi la misura di una amplificazione di potenza che può essere considerata complementare alla normale amplificazione del tubo, cosicchè l'amplificazione totale risulta (tenendo conto del segno della resistenza di placca):

$$\frac{H\,L}{H\,K} = \mu\,\frac{R_p^2}{R_p^2 - R\,R_p} = \mu\,\frac{R_p}{R_p - R}$$

Questa espressione è quella stessa che abbiamo ottenuta considerando il tubo quale generatore di una tensione indipendente dalla natura del carico.

5. - Vediamo ora come le considerazioni teoriche che abbiamo svolto possano tradursi in realtà sperimentali. Sia il circuito schematizzato in figura 6. Richiamiamo le relazioni che ne definiscono i fattori di amplificazione e di selettività.

L'amplificazione, alla frequenza di risonanza del secondario, è (*):

$$N_o = \mu\,Q_s\,\frac{\omega\,M}{R_p + \frac{\omega^2\,M^2}{R_s}}$$

(*) V. nota al termine dell'articolo.

dove $Q_s = \frac{\omega L_s}{R_s}$. L'amplificazione massima si ottiene quando: $\omega^2 M^2 = R_p R_s$, cioè quando:

$$A = \frac{K}{K_{opt.}} = \frac{\frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}}{\frac{\sqrt{R_p R_s}}{\omega \sqrt{L_p L_s}}} = \frac{\omega M}{\sqrt{R_p R_s}} = 1$$

e vale:

$$N_{o\,max} = \frac{\mu \omega L_s}{2\sqrt{R_p R_s}}.$$

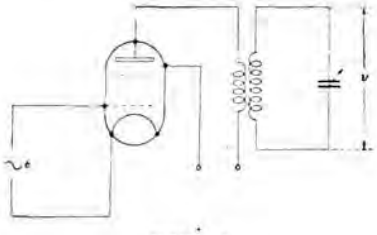


FIGURA 6.

Il rapporto $\frac{N_o}{N_{o\,max}}$, cioè il fattore di amplificazione, è quindi:

$$\frac{N_o}{N_{o\,max}} = \frac{2A}{1 + A^2}.$$

La selettività:

$$S = \frac{Q_s}{R_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_s}}$$

diviene invece massima allorchè $K$ tende al limite 0; e il fattore di selettività risulta essere:

$$\frac{S}{S_{max}} = \frac{1}{1 + A^2}.$$

Dalle espressioni di:

$\frac{N_o}{N_{o\,max}}$ e di $\frac{S}{S_{max}}$ si arguisce che, quando $A^2$ è positivo, non è possibile, comunque si modifichino gli elementi del

circuito, ottenere contemporaneamente le condizioni di massima sensibilità e di massima selettività. Le curve tracciate in figura 7 mostrano chiaramente che è necessario attenersi ad un compromesso tra queste due qualità, e che, quando ambedue siano richieste in eguale misura, conviene scegliere $A = K/K_c = 0{,}5$.

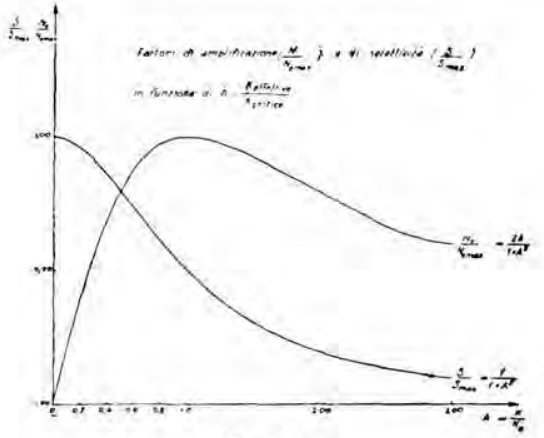


FIGURA 7.

Quando invece $A^2$ diviene negativo (cioè $A$ immaginario) e tende, in valore assoluto, all'unità, i fattori di amplificazione e di selettività devono tendere, contemporaneamente, ad infinito. La struttura di:

$$A = \sqrt{\frac{\omega^2 M^2}{R_p R_x}}$$

indica che una tale condizione può venire realizzata usando un circuito dynatron e variando opportunamente la $R_p$. (In assenza del trasformatore, basterà porre $M = L$). Intervengono tuttavia numerose limitazioni, e, in primo luogo, il fatto, che, funzionando nel tratto discendente della caratteristica, il tubo possiede un coefficiente di amplificazione diverso da quello che gli compete nel tratto positivo del normale funzionamento. In presenza di correnti assorbite da elettrodi ausiliari converrà infatti distinguere due diverse $\mu$, una anodica ($\mu_a$) ed una di emissione ($\mu_e$). La seconda di esse, che misura quante volte più intensamente influisce sulla

corrente di emissione una variazione del potenziale di griglia-controllo, rispetto ad una variazione del potenziale anodico, coincide con $\mu_a$ solo nel caso che l'anodo riceva la totalità degli elettroni emessi. (Ed è appunto questa $\mu_e$ che, nei triodi, può venire semplicemente definita e misurata come rapporto $\left(\frac{\text{capacità griglia-filamento}}{\text{capacità placca-filamento}}\right)$.

Ma, quando parte della corrente di emissione viene assorbita da altri elettrodi, $\mu_e$ non coincide con $\mu_a$. Nel nostro caso, supposto che non esista corrente di griglia-controllo, cioè che a questa sia assegnata una polarizzazione negativa rispetto al filamento, tutto apparentemente accade come se la corrente di emissione si distribuisse tra la griglia-schermo e l'anodo.

Si può allora dire che la $\mu_a$ sta alla $\mu_e$ nel rapporto $\frac{\text{corrente anodica}}{\text{corrente di emissione}}$, e che, perciò, varia da punto a punto. (Possiamo infatti ritenere che una variazione, ad esempio, in senso positivo, di $E_{gc}$, provochi un aumento $i_e$ della corrente di emissione; ma di questa $i_e = i_a + i_{gs}$ solo la parte $i_a$ spetta al circuito anodico. Invece una variazione in senso positivo di $E_a$ provoca, nel tratto positivo della caratteristica, un richiamo di elettroni, che possiamo ritenere cadano in massima parte sull'anodo).

L'incostanza di $\mu_a$ è poi resa palese dal fatto che la pendenza del tratto negativo dipende essenzialmente dalla polarizzazione della griglia-controllo, contrariamente a quanto avviene nei triodi, dove le curve caratteristiche mutue presentano andamenti sensibilmente paralleli.

È dunque chiaro che $\mu_a$ è incostante. E, ciò che più importa, il valore medio di $\mu_a$ risulta, nel tratto negativo, assai minore che nel tratto positivo, dove:

$$\frac{\mu_a}{\mu_e} = \frac{I_a}{I_e}$$

diviene più grande.

6. - Da un circuito, come quello descritto, è perciò lecito attendersi notevoli vantaggi per quanto riguarda la selettività; e minori miglioramenti per quanto riguarda l'amplificazione. Queste conside-

razioni sono state sperimentalmente confermate da F. M. Colebrook (*), il quale riferisce delle misure eseguite alle frequenze di 1000 e di 4.000 Hz, usando una S. G. 215. I risultati conseguiti confermano pienamente quanto sopra si è detto, e conducono a concludere che uno stadio amplificatore accordato dynatron può dare una selettività comparabile a quella massima ottenibile con l'ordinario circuito a reazione, ed una amplificazione, che, pur essendo generalmente maggiore di quella che compete al circuito amplificatore normale, è però sempre assai inferiore a quella ottenibile con l'ordinaria reazione. L'amplificatore accordato dynatron andrebbe considerato come un circuito particolarmente selettivo, con pregi di notevole semplicità (assenza di bobina di reazione, ecc.).

Questi risultati si prestano tuttavia a qualche critica, come giustamente fa rilevare D. A. BELL (**). Anzitutto la frequenza a cui le misure furono eseguite è molto lontana da quella a cui lo stadio deve funzionare perchè ne vengano utilizzati i pregi di selettività. Alle radiofrequenze, molti elementi variabili, che alle audiofrequenze si potevano trascurare, acquistano importanza e diminuiscono il rendimento dello stadio dynatron sia per selettività che per amplificazione. Inoltre, mentre è dimostrato che un circuito a reazione dà risultati pressochè costanti al variare della frequenza, non altrettanto può dirsi per il circuito dynatron, che esige, in ogni caso, una regolazione, per compensare le variazioni del decremento. Infine, considerata la variabilità di $R_p$ al variare di $E_{gc}$, sarebbe impossibile applicare ad uno stadio cosí fatto la regolazione automatica del volume.

Il complesso di questi risultati e di queste critiche conduce a ritenere che la questione se l'uso del dynatron convenga o no, negli stadi accordati ad A. F., è da considerarsi tuttora insoluta.

Ciò posto, ci è sembrato interessante esaminare la possibilità di usare il circuito dynatron quale amplificatore aperiodico, in

---

(*) *Wireless Engineer*, febbraio 1933.

(**) *Wireless Engineer*, aprile 1933.

base alle considerazioni che qui appresso esporremo, e seguendo le indicazioni che lo stesso Hull fornisce circa l'uso del suo pliodynatron; indicazioni la cui importanza è forse stata non sufficientemente valutata.

*
* *

PARTE III[a]

7. - Da quanto si è in precedenza detto, consegue, che un amplificatore accordato dynatron non può sostenere vantaggiosamente il confronto con un amplificatore accordato a reazione, quando si eccettui il pregio della selettività, che è, nei due casi, paragonabile. Quando però si consideri il caso di un amplificatore a resistenza, la situazione si inverte; la reazione diviene scarsamente pratica ed efficiente, mentre i pregi del dynatron aumentano. Infatti, in un amplificatore dynatron accordato, occorre, per ottenere l'effetto massimo, rendere prossimi in valore assoluto due termini, uno dei quali, solo in base a numerose ipotesi approssimative, può essere identificato con $\left|\frac{L}{CR_p}\right|$, che è pur sempre un termine affetto dalle eventuali variazioni di $L$ e di $C$, e non soltanto da quelle di $R_p$. Questo complesso di cause fa sì che la ricerca dell'ottimo stabile diviene assai critica, per il pericolo che intervenga innesco di oscillazioni. Occorre perciò, generalmente, accontentarsi di una regolazione non troppo sottile, e tale, che la perdita di amplificazione per effetto della diminuzione di $\mu$, può, in qualche caso, essere appena compensata. Per contro, in un amplificatore dynatron a resistenza, si pongono a diretto confronto due termini del tipo $R$ ed $R_p$, che, specie nel caso di frequenze basse od audibili, dànno affidamento di possedere una stabilità sufficiente a consentire una regolazione sottile.

Esaminiamo ora quel che accade, in un amplificatore dynatron, accordato, od a resistenza, quando la condizione $R_{\text{esterna}} \leq R_p$ viene, per un qualsiasi motivo, superata. In ogni caso interviene instabilità; accade infatti, - ci limiteremo a riferire una semplice interpretazione fisica del fenomeno, - che la placca riceve elettroni (o ne perde, se il punto in esame della caratteristica è al di sotto

dell'asse delle ascisse) in misura maggiore di quanti ne può restituire al catodo attraverso il circuito esterno. Diviene perciò più negativa (o più positiva, quando anche la resistenza continua è negativa); ma divenendo essa più negativa, stante l'andamento discendente della caratteristica, la corrente aumenta, e lo squilibrio si accresce, fino a che il punto di funzionamento abbia raggiunto un tratto della caratteristica, dove torni ad essere: $R = |R_p|$. Quando la $R$ è di natura dinamica, e contiene una costante oscillatoria, la placca si carica nella misura consentita dalla $R_p$ e dalla $C$, e si scarica nella misura consentita dalla $R_s$ e dalla $L$, oscillando, in virtù dell'«inerzia» $L$, intorno alla posizione di equilibrio, con frequenza all'incirca pari a quella del circuito di placca. La condizione di innesco sarà dunque $|R_p| = L/C\ R_s$.

Quando invece la $R$ è di natura dissipativa, e aperiodica, il punto di equilibrio non viene sensibilmente superato. Si manifesta quindi la possibilità, operando intorno ad un punto di flesso, di ottenere una specie di autoregolazione dell'amplificatore. Purchè, s'intende, la differenza tra $R$ ed $|R_p|$ sia contenuta in limiti ristretti. La presenza dei tratti curvi rende poi possibili, contemporaneamente, l'amplificazione dynatron e la rivelazione.

8. - Illustrati così quelli che, a nostro avviso, dovrebbero essere i pregi di questo montaggio, ed in particolare, tra di essi, la possibilità di costituire amplificatori-rivelatori di notevole efficienza, riferiremo, a modo di conclusione, alcuni dati sperimentali ed alcune osservazioni pratiche, specialmente intese a formulare un giudizio circa l'utilità che un circuito di questa natura potrebbe presentare in stazioni portatili.

Nel campo delle valvole a consumo ridotto, è stato sperimentato il tetrodo a griglia schermante Philips A 442. Di esso è previsto l'uso (in funzionamento normale) come amplificatore di A. F. e di M. F.; inoltre, come amplificatore di B. F. e come rivelatore con accoppiamento a resistenza. Il consumo del filamento è di 60 mA a 4 volt. $E_a = 100 \div 200$ volt $E_{gs} = 50 \div 100$ volt. $S = 0{,}8\ \frac{\text{mA}}{\text{volt}}$. Questo tubo, applicando alla griglia-schermo tensioni contenute entro i limiti di normale funzionamento, e cioè

di 60 ÷ 100 volt, presenta il fenomeno della resistenza negativa in forma abbastanza evidente, come si rileva dalle caratteristiche riportate.

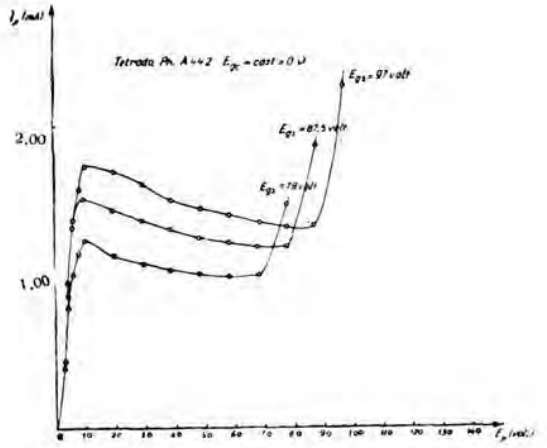



FIGURA 8.

Da tetrodi di questo tipo è possibile ottenere resistenze negative variabili (con $E_{gc}$) da poco più di 100 000 ohm in su (in va-

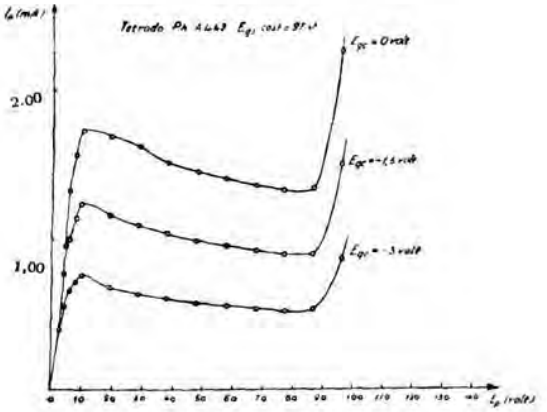



FIGURA 9.

lore assoluto). In base ai concetti sopra esposti, è stato montato il circuito schematizzato in figura 11. La tensione all'ingresso era

dell'ordine di $10^{-2}$ volt, la frequenza di $\sim$ 10 000 Hz. Le prove eseguite hanno dato, almeno qualitativamente, conferma di quanto teoricamente si è detto. Risulta agevole, con il montaggio descritto, ottenere amplificazioni stabili dell'ordine delle centinaia di volte; e l'amplificazione dynatron, a mano a mano che $R$ tende ad $|R_p|$, diviene sempre maggiore dell'amplificazione massima, che, con il medesimo carico, è possibile ottenere nel tratto positivo. Inoltre, in favore della amplificazione dynatron rispetto all'amplificazione nor-

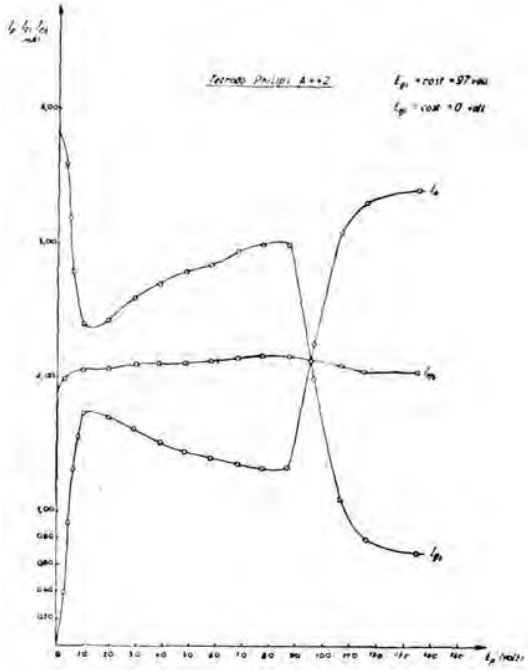


FIGURA 10.

male, sta il fatto, che l'aumento di potenza consumata nel circuito di griglia-schermo è assai minore della diminuzione della potenza consumata nel circuito di placca. Infatti, il funzionamento nel tratto negativo, considerata la quasi costanza della $I_e = I_a + I_{gs}$, si traduce essenzialmente nel deviare attraverso la griglia-schermo, e perciò sotto una tensione inferiore ai 100 volt, un importo di corrente che prima attraversava il circuito di placca, sotto una ten-

sione $E_p + R\,I_p$ di gran lunga maggiore (generalmente $3 \div 4$ volte più grande). Anche quest'ultima considerazione non manca d'importanza, specie in apparati di cui interessi limitare, per quanto è possibile, il consumo; e complessivamente, ci sembra, che la pos-

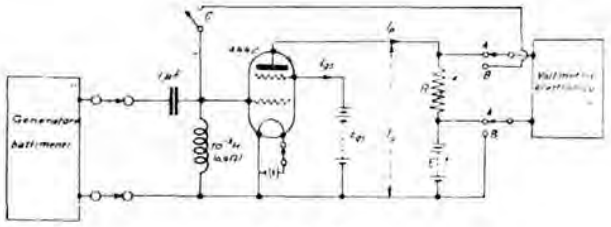



FIGURA 11.

sibilità di amplificare aperiodicamente tensioni e correnti con circuiti dynatron, (di questo, o di altro tipo), meriti di essere presa in esame.

ing. G. LATMIRAL

**NOTA.**

La impedenza complessiva del circuito primario, che si suppone equivalente ad un circuito comprendente una $L_p$ ed una $R_p$ (la resistenza della bobina viene ritenuta trascurabile rispetto alla resistenza di placca $R_p$ del tubo), in serie con le quali è attiva una f. e. m. alternativa sinusoidale $-\mu\,e$, è infatti:

$$Z_p = R_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_s} + j\,\omega\,L_p$$

La corrente primaria $I_p$ generata dalla $-\mu\,e$ è quindi:

$$I_p = \frac{-\mu\,e}{Z_p}$$

La tensione che la $I_p$ induce nel secondario, è a sua volta:

$$\mu\,e\,\frac{j\,\omega\,M}{Z_p}$$

E, posto che $Q_s$ indichi il coefficiente di amplificazione del secondario, la tensione ai capi di quest'ultimo sarà:

$$v = \mu\, e\, \frac{j\,\omega\, M}{Z_p}\, Q_s$$

Ne consegue, per il rapporto di amplificazione $N$, l'espressione:

$$N = \frac{v}{e} = \mu\, Q_s\, \frac{\omega\, M}{Z_p}$$

che, posto che sia: $Z_s = R_s$ (secondario accordato), e che $j\,\omega\, L_p$ sia trascurabile (come ordinariamente è) rispetto a $R_p$, diviene:

$$N = \mu\, Q_s\, \frac{\omega\, M}{R_p + \frac{\omega^2\, M^2}{R_s}}$$

(Cfr. TERMAN, *R. Engineering*, 1932).

**OPERE CONSULTATE:**

A. W. HULL. - *Proc. I. R. E.*, 1918.

G. C. VALLAURI. - Convertitori statici di corrente elettrica, Mon^a. A. E. I., 1926.

H. BARKHAUSEN. - Elektronen-Röhren, 1931.

F. TERMAN. - Radio Engineering, 1932.

J. LUSSANET de la Sabl. - *Hochfrequenztechnik und Elektroakustik*, 1933.

P. L. COPELAND. - *Journal of the Franklin Inst.*, 1933.

F. M. COLEBROOK. - *Wireless Eng.*, 1933.

E. PERUCCA. - Fisica Sperimentale, 1934.

# TEOREMA DI RECIPROCITÀ E RADIOCOMUNICAZIONI

**SOMMARIO.** — *Richiamati alcuni concetti derivanti dalla teoria dei solidi elastici, si enuncia il teorema di Rayleigh per i circuiti elettrici lineari. Se ne tratta la estendibilità al caso del campo e. m. generale, esponendo una traccia dimostrativa che conduce successivamente ai criteri di Lorentz-Sommerfeld e di Carson. Confrontati i due criteri, se ne discutono i limiti di validità e le possibilità applicative.*

***

## CONSIDERAZIONI GENERALI.

L'energia di deformazione che un corpo elastico è capace di immagazzinare quando gli sono applicate più forze esterne in equilibrio, (energia che è indipendente dall'ordine di applicazione di dette forze e dalla loro legge incrementale), può esprimersi con la semisomma dei prodotti di ogni forza per lo spostamento finale del suo punto di applicazione. $L = \frac{1}{2} \sum P p$. Gli spostamenti $p$ s'intendono misurati nella direzione delle forze $P$ cui si riferiscono. (Teorema di Clapeyron).

Sia ora un qualsiasi sistema elastico (o, più generalmente, un qualsiasi sistema in cui sussista sempre una relazione lineare tra i valori di certe grandezze $P$ convenzionalmente denominabili « cause » e di certe altre grandezze $p$ convenzionalmente denominabili « effetti »). Dal teorema di Clapeyron si deduce che, qualunque sia l'ordine con cui si applicano al sistema le $P_1$, $P_2 \ldots P_n$, la configurazione di equilibrio è la medesima.

Ne consegue, che il lavoro che ogni forza compie, allorchè il suo punto di applicazione si sposta, per effetto dell'azione di

un'altra forza, deve essere eguale al lavoro che questa seconda compie allorchè il suo punto di applicazione si sposta per effetto della prima.

Sia, ad esempio, un sistema elastico, gravato da due forze $P_1$ e $P_2$; e siano $p_1$ e $p_2$ gli spostamenti finali dei punti di applicazione di queste forze, misurati nella direzione delle forze stesse. A questi spostamenti finali, cioè all'immagazzinamento del totale lavoro di deformazione $\frac{1}{2}\ (P_1\, p_1 + P_2\, p_2)$ si giungerà egualmente, sia applicando prima la $P_1$ (facendo immagazzinare al sistema l'energia $\frac{1}{2}\ P_1\, p_{11}$) e poi la $P_2$ (provocando l'ulteriore immagazzinamento della energia $\frac{1}{2}\ P_2\, p_{22} + \frac{1}{2}\ P_1\, p_{12}$); [1] sia anche applicando prima la $P_2$ (lav. di def.: $\frac{1}{2}\ P_2\, p_{22}$) e quindi la $P_1$ (lav. di def.: $\frac{1}{2}\ P_1\, p_{11} + \frac{1}{2}\ P_2\, p_{21}$).

In forma algebrica, si ha:

$$\frac{1}{2}\ (P_1\, p_{11} + P_2\, p_{22} + P_1\, p_{12}) = \frac{1}{2}\ (P_2\, p_{22} + P_1\, p_{11} + P_2\, p_{21})$$

cioè:

$$P_1\, p_{12} = P_2\, p_{21}$$

Detti i lavori del tipo $P_j\, p_{jj}$, diretti; e quelli del tipo $P_j\, P_{jk}$, indiretti, sarà, più generalmente:

$$P_j\, p_{jk} = P_k\, p_{kj};$$

Saranno cioè eguali i lavori indiretti. Ciò esprime che, purchè un sistema si comporti come puramente elastico, e posto che su di esso gravino due gruppi di carichi $P_1$ e $P_2$, il lavoro indiretto che il 1° gruppo compie per l'azione (successiva o supposta tale)

---

[1] La notazione $p_{jk}$ significa: spostamento del punto di applicazione della forza $P_k$ per effetto dell'azione della forza $P_j$.

del 2°, è eguale al lavoro che il 2° compie per l'azione (successiva o supposta tale) del 1°.

Quando le forze applicate sono eguali, si ha semplicemente:

$$p_{jk} = p_{kj}.$$

Questo insieme di asserti costituisce i teoremi di Betti e di Maxwell (o della reciprocità). Una volta fissato il significato della parola « reciprocità », si potrebbe forse riassumerli e generalizzarli dicendo che: in ogni sistema « lineare » (cioè in cui sia lecito applicare il principio della sovrapposizione degli effetti) sussiste « reciprocità ».

* * *

Il teorema della reciprocità venne esteso ai circuiti elettrici da Lord Rayleigh. In termini elettrici può venire espresso nella seguente forma: (2)

Sia una serie di f. e. m. $V_1'$, $V_2'$ ..... $V_n'$ tutte della medesima frequenza, e agenti negli $n$ rami di una rete elettrica invariabile, e produca essa una distribuzione di correnti $I_1'$, $I_2'$ ..... $I_n'$. Sia inoltre una seconda serie di f. e. m. $V_1''$, $V_2''$ ..... $V_n''$, della medesima frequenza, e produca essa una seconda distribuzione di correnti $I_1''$, $I_2''$ .... $I_n''$.

Sarà allora:

$$\sum_{j=1}^{j=n} V_j' \, I_j'' = \sum_{j=1}^{j=n} V_j'' \, I_j'$$

È evidente l'analogia tra questa espressione e la già accennata eguaglianza dei lavori indiretti, nel caso dei sistemi elastici. La dimostrazione della relazione di Rayleigh è pressochè immediata e si basa sull'assumere che siano eguali le impedenze mutue, quelle cioè della forma $Z_{jk} = Z_{kj}$, ciò che è vero, e può

(2) Confr.: CARSON, *Bell System T. J.*, 1924.

essere dimostrato tale, purchè il sistema sia Lagrangiano, purchè cioè l'energia magnetica $T$, elettrica $W$ e dissipata $D$, relative al sistema, possano essere espresse come funzioni quadratiche omogenee del tipo:

$$T = \frac{1}{2} \Sigma \Sigma L_{jk} I_j I_k$$

$$W = \frac{1}{2} \Sigma \Sigma S_{jk} Q_j Q_k$$

$$D = \frac{1}{2} \Sigma \Sigma R_{jk} I_j I_k$$

dove $I_j = \frac{d Q_j}{d t}$ e dove i coefficienti $L_{jk}$, $S_{jk}$, $R_{jk}$ sono costanti. L'energia relativa al sistema deve cioè poter essere espressa in forma analoga all'energia di tipo elastico, cui si applica il teorema di Clapeyron.

Le supposizioni che si sono fatte per poter estendere la reciprocità ai circuiti elettrici, equivalgono, in breve, alla ipotesi che il sistema sia lineare. Il teorema di Rayleigh non permette quindi in nessun modo di stabilire se la reciprocità valga, oppure no, nel caso generale del campo elettromagnetico, che tratta il caso di correnti agenti in mezzi continui, e non in circuiti lineari, e che prevede il fenomeno della irradiazione, che le precedenti ipotesi nettamente escludevano.

Sono quindi del massimo interesse le generalizzazioni che del teorema di Rayleigh compirono, giungendo a due risultati diversi nella forma e nelle possibilità applicative, ma non nella sostanza, da una parte H. A. Lorentz e A. Sommerfeld, dall'altra J. Carson. L'analogia sostanziale dei due procedimenti fu posta in chiaro da S. Ballantine.

Esporremo ora il teorema generalizzato seguendo prima la impostazione di H. A. Lorentz, che è la più semplice e intuitiva, e giungendo poi, per suo mezzo, alla formula di J. Carson.

RECIPROCITÀ DI LORENTZ-SOMMERFELD.

Supponiamo che possano essere ritenute ovunque valide le relazioni:

$$\overline{B} = \mu\, \overline{H} \tag{1}$$

$$\overline{D} = \varepsilon\, \overline{E} \tag{2}$$

$$\overline{\sigma_e} = \gamma\, \overline{E}$$

Indichiamo inoltre con $\overline{\sigma}$ il vettore intensità totale (specifica) della corrente.

Sarà: $$\overline{\sigma} = \overline{\sigma_e} + \frac{\delta\, \overline{D}}{\delta\, t} = \overline{\sigma_e} + \frac{\varepsilon\, \delta\, \overline{E}}{\delta\, t} \tag{3}$$

dove $\sigma_e$ rappresenta il vettore intensità specifica delle correnti di convezione e di conduzione.

Scriviamo ora le equazioni di Maxwell-Hertz relative a due diverse configurazioni del campo e. m., che distingueremo con gli indici 1 e 2.

(4) $\overline{\sigma_1} = c\ \mathrm{rot}\ \overline{H_1}$ (6) $\overline{\sigma_2} = c\ \mathrm{rot}\ \overline{H_2}$

(5) $\dot{\overline{B}}_1 = -\, c\ \mathrm{rot}\ \overline{E_1}$ (*) (7) $\dot{\overline{B}}_2 = -\, c\ \mathrm{rot}\ \overline{E_2}$

Moltiplicando scalarmente queste equazioni rispettivamente per $-\,\overline{E_2}$; $\overline{H_2}$; $\overline{E_1}$; $-\,\overline{H_1}$ e sommando i risultati si ha:

$$-\,\overline{\sigma_1}\,\overline{E_2} + \dot{\overline{B}}_1\,\overline{H_2} + \overline{\sigma_2}\,\overline{E_1} - \dot{\overline{B}}_2\,\overline{H_1}) =$$

(8) $$c\,\Big|\, -\,\overline{E_2}\ \mathrm{rot}\ \overline{H_1} - \overline{H_2}\ \mathrm{rot}\ \overline{E_1} + \overline{E_1}\ \mathrm{rot}\ \overline{H_2} + \overline{H_1}\ \mathrm{rot}\ \overline{E_2}\,\Big|$$

$$(\overline{\sigma_2}\,\overline{E_1} - \overline{\sigma_1}\,\overline{E_2}) + (\dot{\overline{B}}_1\,\overline{H_2} - \dot{\overline{B}}_2\,\overline{H_1} =$$

(9) $$c\,\Big|\,(\overline{E_1}\ \mathrm{rot}\ \overline{H_2} - \overline{H_2}\ \mathrm{rot}\ \overline{E_1}) + (\overline{H_1}\ \mathrm{rot}\ \overline{E_2} - \overline{E_2}\ \mathrm{rot}\ \overline{H_1})\,\Big|$$

(*) $\dot{\overline{B}}_1 = \dfrac{\delta\, \overline{B_1}}{\delta\, t}$

e rammentando che:

$$\text{rot } \overline{A}_1 \times \overline{A}_2 - \text{rot } \overline{A}_2 \times \overline{A}_1 = \text{div } (\overline{A}_1 \wedge \overline{A}_2) \tag{10}$$

si ha:

$$(\overline{\sigma}_2 \overline{E}_1 - \overline{\sigma}_1 \overline{E}_2) + (\dot{\overline{B}}_1 \overline{H}_2 - \dot{\overline{B}}_2 \overline{H}_1) = c \left[ \text{div } (\overline{H}_2 \wedge \overline{E}_1) + \text{div } (\overline{E}_2 \wedge \overline{H}_1) \right] \tag{11}$$

e, poichè:

$$\text{div } (\overline{A}_1 \wedge \overline{A}_2) = - \text{div } (\overline{A}_2 \wedge \overline{A}_1) \tag{12}$$

si ha infine:

$$(\overline{\sigma}_2 \overline{E}_1 - \overline{\sigma}_1 \overline{E}_2) + (\dot{\overline{B}}_1 \overline{H}_2 - \dot{\overline{B}}_2 \overline{H}_1) = c \left[ \text{div } (\overline{E}_2 \wedge \overline{H}_1) - \text{div } (\overline{E}_1 \wedge \overline{H}_2) \right] \tag{13}$$

Ammesso ora che, sia nella configurazione 1 che in quella 2, i vettori rappresentativi del campo varino armonicamente nel tempo con frequenza di pulsazione $\omega$, sarà lecito fornirne una espressione complessa della forma generale:

$$e^{j \omega t} \overline{A}$$

Ne discende immediatamente la eguaglianza simbolica

$$\frac{\delta}{\delta t} = j \omega \tag{14}$$

Applicandola alla (3), si rlcava:

$$\overline{\sigma} = \overline{\sigma_c} + j \omega \varepsilon \overline{E} \tag{15}$$

e, posto che sia:

$$\overline{\sigma_c} = \gamma \overline{E} \tag{16}$$

consegue:

$$\overline{\sigma} = (\gamma + j \omega \varepsilon) \overline{E} \tag{17}$$

Potremo allora sostituire i vettori $\overline{\sigma_1}$, $\overline{\sigma_2}$ e $\overline{B_1}$, $\overline{B_2}$, che compaiono nel primo membro della equazione vettoriale (13), ordinatamente con le espressioni:

$$(\gamma + j\,\omega\,\varepsilon)\,\overline{E_1}\,e^{j\omega t} \tag{18}$$

$$(\gamma + j\,\omega\,\varepsilon)\,\overline{E_2}\,e^{j\omega t} \tag{19}$$

$$j\,\omega\,\mu\,\overline{H_1}\,e^{j\omega t} \tag{20}$$

$$j\,\omega\,\mu\,\overline{H_2}\,e^{j\omega t} \tag{21}$$

dove a chiarire le (19) e (20) conviene rammentare che $\dot{\overline{B}} = \frac{\delta \overline{B}}{\delta t}$, e che per le ipotesi fatte $\frac{\delta \overline{B}}{\delta t} = j\,\omega\,\overline{B} = j\,\omega\,\mu\,\overline{H}$.

Operate le accennate sostituzioni nella (13), ne risulta immediatamente:

$$\overline{\sigma_2}\,\overline{E_1} - \overline{\sigma_1}\,\overline{E_2} = O \tag{22}$$

$$\dot{\overline{B}}_1\,\overline{H_2} - \dot{\overline{B}}_2\,\overline{H_1} = O \tag{23}$$

e quindi:

$$\operatorname{div}(\overline{E_2} \wedge \overline{H_1}) = \operatorname{div}(\overline{E_1} \wedge \overline{H_2}) \qquad \begin{matrix}\text{(Reciprocità di}\\ \text{Lorentz, relativa}\\ \text{al punto)}\end{matrix} \tag{24}$$

Perchè questa equazione vettoriale abbia un significato, occorre evidentemente che nel punto, cui ci si riferisce, i vettori $\overline{E_2}, \overline{H_1}$ e $\overline{E_1}, \overline{H_2}$ siano regolari (cioè finiti, continui, univalenti). Solo in tal caso sarà possibile, nel punto dato, formare la operazione «divergenza», la quale trasforma un vettore $\overline{A}$ in uno scalare definito da:

$$\operatorname{div} \overline{A} = \lim_{\Delta\tau = O} \frac{\int_\Sigma \overline{A} \times \overline{n}\, d\,\Sigma}{\Delta\,\tau} \tag{25}$$

(dove i simboli hanno il significato consueto).

Ora, idealizzando le sorgenti del campo in due dipoli situati nei punti $O_1$ e $O_2$, data la semplice impostazione che del pro-

blema è stata fatta, non introducendo f. e m. specifiche nell'intorno di detti punti, il campo potrà, in corrispondenza di essi, essere calcolato, (poichè la distanza tra i punti « potenziato » e « potenziante » tende al limite $O$), come infinito.

Dovremo quindi escludere i punti $O_1$ e $O_2$. Racchiusi allora questi punti entro due sfere di cui siano $\Sigma_1$ e $\Sigma_2$ le superfici esterne, e limitato lo spazio infinito con una sfera di superficie $\Sigma$, integriamo la (24) rispetto allo spazio compreso tra le dette superfici. Trasformiamo poi gli integrali di volume così ottenuti in integrali di superficie, in base al teorema di Gauss:

$$\int_{\tau} \operatorname{div} \overline{A}\, d\tau = \int_{\Sigma} \overline{A} \times \overline{n}\, d\Sigma = \int_{\Sigma} A_n\, d\Sigma \qquad (26)$$

Otterremo una eguaglianza della forma:

$$\int_{\Sigma_1+\Sigma_2+\Sigma} \left[ \overline{E}_2 \wedge \overline{H}_1 \right]_n d\Sigma = \int_{\Sigma_1+\Sigma_2+\Sigma} \left[ \overline{E}_1 \wedge \overline{H}_2 \right]_n d\Sigma \qquad (27)$$

gli integrali intendendosi estesi alle superfici $\Sigma_1$, $\Sigma_2$, $\Sigma$.

Estendendo $\Sigma$ fino a racchiudere uno spazio infinito, si avrà:

$$\lim_{\Sigma=\infty} \int \left\{ \left[ \overline{E}_2 \wedge \overline{H}_1 \right]_n - \left[ \overline{E}_1 \wedge \overline{H}_2 \right]_n \right\} d\Sigma = o \qquad (28)$$

A una sufficiente distanza dall'origine del campo si può ritenere infatti che i vettori $\overline{E}$ ed $\overline{H}$ divengano tra di loro normali, e proporzionali in modulo. $H = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\, E$. Divengono quindi identici i due membri della (28). (Una dimostrazione vettoriale rigorosa è data da S. Ballantine, *Proc. I. R. E.*, giugno 1929).

Sarà dunque (per $\Sigma = \infty$):

$$\int_{\Sigma_1+\Sigma_2} \left[ \overline{E}_2 \wedge \overline{H}_1 \right]_n d\Sigma = \int_{\Sigma_1+\Sigma_2} \left[ \overline{E}_1 \wedge \overline{H}_2 \right]_n d\Sigma \qquad (29)$$

Questa relazione, che stabilisce un criterio di reciprocità di tipo energetico, costituisce il teorema di Lorentz; essa fu sviluppata da Sommerfeld e da Pfrang fino a rendere possibile l'enunciazione del particolare teorema che in appresso riferiremo. Vediamo ora come si possa dedurre il teorema di Carson, seguendo una analoga traccia.

RECIPROCITÀ DI CARSON.

Supponiamo che sia $\overline{E}_i$ una funzione del punto e del tempo predeterminata, rappresentante una quantità omogenea con $\overline{E}$. Sia cioè $\overline{E}_i$ una forza elettrica impressa, relativa al punto in esame e indipendente dalle correnti e dalle cariche.

Le equazioni di Maxwell-Hertz potranno essere scritte come segue (sempre ammesse le ipotesi già note);

$$\sigma = \lambda (\overline{E} + \overline{E}_i) - c \operatorname{rot} \overline{H} \tag{30}$$

$$- j \omega \mu \overline{H} = \operatorname{rot} \overline{E} \tag{31}$$

dove:

$$\lambda = \gamma + j \omega \varepsilon \tag{32}$$

Consideriamo ora due distribuzioni, tra di loro indipendenti, di forze elettriche impresse. Posto di indicare queste distribuzioni con $\overline{E}_i'$; $\overline{E}_i''$, e di indicare le corrispondenti correnti totali con $\overline{\sigma'}$; $\overline{\sigma''}$; si compiano le operazioni indicate dall'espressione:

$$\overline{E}_i' \, \overline{\sigma''} - \overline{E}_i'' \, \overline{\sigma'} \tag{33}$$

Risulta:

$$\overline{E}_i' \, \overline{\sigma''} - \overline{E}_i'' \, \overline{\sigma'} = c \left[ \overline{E}'' \operatorname{rot} \overline{H'} - \overline{E'} \operatorname{rot} \overline{H''} \right] \tag{34}$$

Ma, per la già citata relazione (10):

$$\overline{E}'' \operatorname{rot} \overline{H}' = \operatorname{div} (\overline{H}' \wedge \overline{E}'') + \overline{H}' \operatorname{rot} \overline{E}'' \tag{35}$$

$$- \overline{E'} \operatorname{rot} \overline{H}'' = - \operatorname{div} (\overline{H}'' \wedge \overline{E'}) - \overline{H}'' \operatorname{rot} \overline{E'} \tag{36}$$

Sostituendo ora a rot $\overline{E}$ il suo valore in funzione di $\overline{H}$ (2ª legge di Maxwell) divengono eguali, nelle due equazioni, i secondi termini del secondo membro. Sommando membro a membro si avrà allora:

$$\overline{E}'' \text{ rot } \overline{H}' - \overline{E}' \text{ rot } \overline{H}'' = \text{div } (\overline{H}' \wedge \overline{E}'') - \text{div } (\overline{H}'' \wedge \overline{E}') \quad (37)$$

e poichè: $$\text{div } (\overline{A}_1 \wedge \overline{A}_2) = - \text{div } (\overline{A}_2 \wedge \overline{A}_1) \quad (38)$$

sarà infine:

$$\overline{E}_i' \, \overline{\sigma}'' - \overline{E}_i'' \, \overline{\sigma}' = c \left[ \text{div } (\overline{E}' \wedge \overline{H}'') - \text{div } (\overline{E}'' \wedge \overline{H}') \right] \quad (39)$$

Questa equazione, relativa al punto in esame, purchè si tenga presente la già dimostrata (24), mostra che, quando è possibile formare l'operazione divergenza in quel punto, deve essere:

$$\overline{E}_i' \, \overline{\sigma}'' = \overline{E}_i'' \, \overline{\sigma}' \quad \begin{matrix} \text{(Reciprocità di Carson} \\ \text{relativa al punto)} \end{matrix} \quad (40)$$

Integrando ora estesamente a una regione $\tau$ dello spazio, si avrà, (applicando il teorema di Gauss):

$$\int_\tau (\overline{E}_i' \, \overline{\sigma}'' - \overline{E}_i'' \, \overline{\sigma}') \, d\tau = \int_\Sigma \left[ \overline{E}' \wedge \overline{H}'' - \overline{E}'' \wedge \overline{H}' \right]_n d\,\Sigma \quad (41)$$

dove $\tau$ è il volume racchiuso della superficie $\Sigma$. Questa relazione è sempre valida; ma per provare, in base alla già citata (24), che le due espressioni riportate sono eguali a $O$, cioè che la reciprocità di Carson è valida come legge integrale, occorrerebbe provare che dovunque, nello spazio rispetto al quale viene compiuta l'integrazione, è possibile formare l'operazione divergenza. Ciò non è necessariamente vero, poichè si è già visto come in corrispondenza dei punti $O_1$ e $O_2$, nei quali abbiamo supposto di localizzare i due dipoli che generano il campo, non è possibile formare la divergenza.

Dunque non è necessario che le due espressioni (41) debbano essere eguali a $O$. Esse saranno però eguali a $O$ quando l'inte-

grale venga esteso a tutto lo spazio, perchè in tal caso l'integrale di superficie svanisce, come in precedenza si è detto. Sarà cioè:

$$\int_{\tau=\infty} (\overline{E}_i' \, \overline{\sigma}'' - \overline{E}_i'' \, \overline{\sigma}') \, d\tau = O \qquad (42)$$

Quando le $\overline{E}_i$ abbiano la natura di forze ponderomotrici, agenti sulle cariche elettriche vere, e quindi prive d'effetto sulle correnti di spostamento, le $\overline{\sigma}$ che compariranno nell'integrale (42) saranno correnti dovute al moto di cariche elettriche vere. Saranno cioè correnti di convezione e di conduzione, così che potremo più specificatamente scrivere:

$$\int_{\tau=\infty} (\overline{E}_i' \, \overline{\sigma}_c'' - \overline{E}_i'' \, \overline{\sigma}_c') \, d\tau = O \qquad (43)$$

Questa è più propriamente l'espressione ricavata dal Carson, il quale vi perviene direttamente, dimostrando come dalla nota relazione differenziale:

$$\overline{E} = \overline{E}_i - \frac{1}{C} \frac{d\overline{A}}{dt} - \text{grad } V$$

associandola all'altra già esposta:

$$\overline{\sigma} = (\gamma + j\omega\varepsilon) \, \overline{E}$$

sia possibile dedurre una relazione lineare di carattere integrale tra $\overline{\sigma}_c$ ed $\overline{E}_i$, purchè l'integrazione venga estesa a tutto lo spazio; poichè appunto in virtù di tale estensione scompaiono le cause di non linearità. Egli pone in rilievo la restrizione $\mu = 1$ alla quale è soggetta la sua dimostrazione; tale restrizione, tuttavia, non è, probabilmente, essenziale. (v. Ballantine, loc. cit.). I teoremi della reciprocità possono venire estesi al caso di mezzi anisotropi, a condizione che le grandezze $\varepsilon$, $\mu$, $\gamma$, là dove compaiono, indichino dilatazioni [cioè trasformazioni lineari omogenee di coordinate, in cui sono eguali gli elementi della matrice simmetricamente disposti rispetto alla diagonale principale ($A_{kj} = A_{jk}$)].

FORME APPLICATIVE DEI TEOREMI ENUNCIATI.

I due teoremi, di Sommerfeld e di Lorentz, che abbiamo esposto nella loro forma più generale, possono essere enunciati, in forma più ristretta, ma più adatta alle applicazioni pratiche, nel seguente modo: (cfr. Carson. *Proc. I. R. E.*, giugno 1929).

1° Teor. di Lorentz (nella forma proposta da Sommerfeld).

Siano $A_1$ e $A_2$ due antenne situate nei punti $O_1$ e $O_2$, con orientazioni arbitrarie. Supponiamo di inviare dei segnali prima da $A_1$, ricevendoli con $A_2$, poi da $A_2$, ricevendoli con $A_1$; e la potenza erogata sia, nei due casi, eguale. L'intensità e la fase del campo elettrico in prossimità del ricevitore $A_2$, e, successivamente, del ricevitore $A_1$, saranno eguali, indipendentemente dalle proprietà elettriche e dalla configurazione dei mezzi interposti, e dalla forma delle antenne.

2° Teor. di Carson.

Una f. e. m. sia inserita nel ramo trasmittente di una antenna $A_1$ e la corrente sia misurata nel ramo ricevente di un antenna $A_2$; una corrente eguale, in grandezza ed in fase, sarà misurata nel ramo ricevente di $A_1$, se la stessa f. e. m. verrà inserita nel ramo trasmittente di $A_2$.

CONSIDERAZIONI CRITICHE CIRCA I LIMITI DI VALIDITÀ DEI TEOREMI.

Converrà a questo punto porre in rilievo le principali limitazioni a cui soggiacciono i teoremi enunciati, rispettivamente da Lorentz-Sommerfeld e da Carson, tenuto conto dei procedimenti originali di dimostrazione. In ambedue i casi valgono le ammissioni seguenti:

1) che siano valide le equazioni di Maxwell-Hertz, cui vanno aggiunte, quando si usi la forma vettoriale, le altre due relazioni (esprimenti che debbono essere continue, attraverso una qualsiasi

superficie di discontinuità $\Sigma^*$, le componenti tangenziali dei vettori $(\overline{E} - \overline{E}_i)$ e $\overline{H}$):

$$\text{rot}^* (\overline{E} - \overline{E}_i) = O$$

$$\text{rot}^* \overline{H} = O$$

2) Che le variazioni cui sono soggette nel tempo le grandezze del campo, abbiano carattere amonico semplice.

Il teorema di Sommerfeld va inoltre soggetto a queste limitazioni particolari:

1') che i sistemi emettenti e riceventi siano riducibili a dipoli elettrici e magnetici.

2') che i sistemi emettenti e riceventi siano lontani (e isolati) da ogni corpo conduttore, cosi che i campi riflessi siano trascurabili in prossimità di essi, e sia possibile circoscrivere le sorgenti $O_1$ ed $O_2$ con due superfici in corrispondenza delle quali $\overline{E}$ ed $\overline{H}$ possano essere ritenuti costanti.

In pratica, le accennate limitazioni possono assumere un peso grandissimo e, trascurando di tenerne conto, si giunge a risultati palesemente assurdi. Non tenendo, ad esempio, presente la 1', si giungerebbe a dire che sussiste reciprocità nel caso (del tutto particolare, ma efficace dal punto di vista chiarificativo) di due antenne $A_1$ e $A_2$, non parallele, ed eccitate su di una frequenza tale, che la loro lunghezza geometrica risulti eguale ad una intera lunghezza d'onda. È invece evidente che la reciprocità in tal caso non può sussistere, poichè il campo generato a grande distanza da $A_1$ nel suo piano equatoriale, è nullo (per un fenomeno di diffrazione), mentre non è nullo il campo generato in quel medesimo piano da $A_2$. Perchè i criteri di reciprocità possano ritenersi applicabili, occorre dunque che la lunghezza delle antenne sia trascurabile di fronte alla lunghezza d'onda, cosi che sia lecito fare astrazione dai fenomeni di Huygens-Fresnel.

Le limitazioni comuni ai due teoremi mostrano che i mezzi interposti devono essere non isteretici, e che $\mu$, $\varepsilon$, $\gamma$ devono essere coefficienti costanti (caso dell'isotropia), o più generalmente, sostituzioni lineari il cui determinante abbia struttura simmetrica pura

(caso generale). Da ciò discende una importante conseguenza. Infatti, il campo magnetico introduce nel moto degli elettroni dei conduttori jonizzati dai termini aventi carattere « giroscopico », (ruota, cioè, analogamente a quanto avviene nell'effetto Faraday, in ottica, il piano di polarizzazione del vettore elettrico, di un angolo, che muta di segno all'andata e al ritorno; la simmetria del potere rotatorio magnetico è infatti cilindrica, e non elicoidale, come quella del potere rotatorio naturale) così che $\gamma$ ed $\varepsilon$ vengono ad assumere una struttura del tipo:

$$(\varepsilon) \qquad \begin{vmatrix} \varepsilon_1 & -j\alpha & O \\ j\alpha & \varepsilon_1 & O \\ O & O & \varepsilon_2 \end{vmatrix}$$

che è simmetrica, ma gobba ($A_{jk} = -A_{kj}$).

A rigore, quindi, non sussiste reciprocità, in presenza del campo magnetico terrestre.

Particolarmente interessante è il quesito, se un conduttore jonizzato si comporti, o no, come un mezzo in cui sia possibile definire $\gamma$ secondo i criteri già descritti. Sommerfeld tratta il problema considerando due casi-limite; quello di un conduttore jonizzato in aria densa, in cui si può ritenere che sia:

$$x\,\overline{v} = e\,\overline{E}$$ (dove $\overline{v}$ è la velocità dell'elettrone e dove $x$ è la resistenza dovuta agli urti),

e quello di un conduttore jonizzato in aria rarefatta, in cui si può porre:

$$m\,\dot{\overline{v}} = e\,\overline{E}.$$

$\overline{v}$ sarà in ambedue i casi una funzione periodica isofrequenziale con $\overline{E}$. Posto che sia $N$ il numero di elettroni per unità di volume, si avranno quindi rispettivamente le correnti ($j = N$ e $v$):

$$J' = \frac{N e^2}{x} E \qquad J'' = \frac{N e^2}{-j\omega m} E$$

In realtà, nessuno dei due casi-limite sarà realizzato; posto allora che, su $N$ joni, $\alpha N$ si urtino e $\beta N$ non si urtino, $(\alpha + \beta = 1)$, si potrà scrivere:

$$J = N e^2 \left( \frac{\alpha}{x} + \frac{\beta}{-j \omega m} \right) E$$

equazione che risulterà lineare (e perciò conforme alle esigenze della reciprocità) in $J$, $E$, a condizione che $\frac{\alpha}{x}$ e $\frac{\beta}{-j \omega m}$ siano indipendenti da $E$. Ciò sarà vero quando la velocità termica degli ioni sarà grande in confronto con quella aggiuntiva prodotta dal campo elettrico.

## Confronto dei due teoremi. Applicazioni pratiche.

Tra i due teoremi, di Sommerfeld e di Carson, ci sembra che il secondo, nel caso generale che i complessi trasmettente e ricevente siano tra loro diversi, presenti maggiori possibilità applicative. A parte la limitazione $\mu = 1$ (che forse non è essenziale, [Pleijel (Ing. Vetenskaps Akad. 1927) ha dimostrato il teorema senza questa restrizione, partendo, però, da premesse lievemente modificate], il teorema di Carson, come compare da quanto si è detto in precedenza, è soggetto ad ipotesi meno restrittive, e sopratutto fornisce un criterio che si presta ad essere praticamente attuato. Esso infatti si fonda sulla conoscenza di grandezze quali $E_l$ e $\sigma_e$, delle quali è possibile misurare i rispettivi integrali di linea e di superficie; e non esige, al pari del teorema di Sommerfeld, che le trasmissioni nei due sensi vengano compiute con eguale erogazione di potenza, imponendo una condizione che, nella generalità dei casi, è estremamente difficile ottenere. Inoltre il teorema di Carson fa sempre astrazione dalle caratteristiche elettriche dei mezzi circostanti i centri emittente e ricevente. E quando anche non facesse astrazione dalla $\mu$, conviene ricoscere che, poichè $\mu$ è sensibilmente costante per tutti gli elementi (eccettuati $F_e$ $C_o$ $N_i$), mentre $\varepsilon$ presenta variazioni amplissime, l'essere indipendente da $\varepsilon$ conferisce al criterio stesso un campo di validità singolarmente

vasto. Il criterio di Carson può venire senz'altro esteso al caso delle « antenne magnetiche » poichè esiste sempre un circuito elettrico (quadro) concatenato.

Il teorema di Sommerfeld presenta, per contro, una forma particolarmente interessante dal punto di vista teorico, in quanto che stabilisce un legame reciproco direttamente tra i vettori intensità di campo (elettrico o magnetico o contemporaneamente elettrico e magnetico) che permette di studiare in modo generale la formazione del campo stesso.

Questo teorema può venire enunciato nella semplice forma, che abbiamo già riferita, solo quando le costanti elettromagnetiche del mezzo, negli intorni di $O_1$ e di $O_2$, sono eguali. Diversamente deve essere espresso con le relazioni seguenti:

Due « antenne » elettriche : $$\frac{\varepsilon_1 M_1^2}{V_1^3} = \frac{\varepsilon_2 M_2^2}{V_2^3} \qquad (a)$$

Due « antenne » magnetiche : $$\frac{\mu_1 M_1^2}{V_1^3} = \frac{\mu_2 M_2^2}{V_2^3} \qquad (b)$$

Una « antenna » elettrica ed una magnetica : $$\frac{\varepsilon_1 M_1^2}{V_1^3} = \frac{\mu_2 M_2^2}{V_2^3} \qquad (c)$$

dove $M$ rappresenta il momento elettrico $Ez$ o magnetico $Hz$, e dove $V$ è la velocità di propagazione nel mezzo in esame.

Queste relazioni indicano che le intensità e le fasi del campo ricevente, nei due sensi, stanno tra di loro in un rapporto costante, che dipende dalle costanti elettromagnetiche del mezzo in prossimità dei complessi trasmittente e ricevente; rapporto che diviene eguale ad 1 quando dette costanti sono eguali tra di loro.

Compare da quanto si è detto, che il teorema di Sommerfeld, pure essendo, nella generalità dei casi, meno agevolmente applicabile di quello di Carson, offre tuttavia un criterio singolarmente favorevole nel caso particolare di apparati tra di loro identici, che siano atti ad erogare potenze sensibilmente eguali, e siano forniti di « antenne » magnetiche (per le le quali è possibile, senza grave errore, ritenere in ogni caso eguali le costanti del mezzo negli interni di $O_1$ e di $O_2$). Questo è generalmente il caso

delle stazioni R. T. campali, per le quali, adottando una delle notazioni usate da D. Graffi (Novo Cimento, 1932) si può scrivere:

$$\overline{H}_1'\,(O_2) \times \overline{i}_2 = \overline{H}_2'\,(O_1) \times \overline{i}_1$$

dove per $\overline{H}_1'\,(O_2)$; $\overline{H}_2'\,(O_1)$ si intendono i campi magnetici generati rispettivamente in $O_2$ e in $O_1$ da due dipoli magnetici situati in $O_1$ e in $O_2$ e aventi le direzioni orizzontali $\overline{i}_1$ e $\overline{i}_2$. Circa il significato che conviene, nelle pratiche applicazioni, assegnare alla dizione: « intorno » dei punti $O_1$ e $O_2$, (se cioè ad esempio, si possano considerare eguali gli « intorni » di una « antenna » in aria libera, e di una in caverna), riteniamo che per « intorno » debba realmente intendersi quella porzione di spazio i cui punti sono nelle « immediate » vicinanze della sorgente del campo, in quanto che la generalizzazione di Sommerfeld, che conduce alle già scritte relazioni (a, b, c) si fonda sull'integrare la relazione di Lorentz sulla superficie di una sfera in ogni punto della quale il vettore Hertziano $\overline{\pi} = \overline{M}\,\frac{e^{ikR}}{R}$ è assunto di valore costante, ciò che è vero limitatamente a quei punti che sono pochissimo distanti dal centro emittente, e nei quali l'azione diretta della sorgente del campo prevale in modo assoluto sulle azioni indirette (riflesse).

Riteniamo di conseguenza che, nei casi della pratica, per diversità, quando sussiste, del mezzo, negli intorni di $O_1$ e di $O_2$, sia generalmente da intendersi il diverso stato di jonizzazione dell'aria (dipendentemente dalle condizioni di quota, di temperatura, di illuminazione etc.).

Al caso, quindi, che un apparato sia in caverna ed uno in aria libera, dovrebbe poter essere applicato il teorema di Sommerfeld nella sua forma più semplice.

***

Il concetto della reciprocità può dare origine a molte pratiche attuazioni; purchè, naturalmente, si tengano presenti le restrizioni notate. Adottando, di volta in volta, a seconda della natura di

queste ultime, e della impostazione del problema, quello dei criteri, di Carson o di Sommerfeld, che più conviene, appare possibile, in via del tutto generale, dedurre le proprietà trasmettenti di un complesso della conoscenza delle sue proprietà riceventi.

Oltre che alle comunicazioni terrestri, il teorema potrà essere applicato alle comunicazioni tra apparati situati su aerei ed apparati terrestri, oppure terrestri e marini, o sottomarini, sempre che una deroga dalle indicate restrizioni non introduca sensibili cause di errore. Eckersley (Proc. Wireless Section I. E. E., giugno 1927) ha utilizzato il teorema, nello studio della distribuzione della energia in una antenna trasmettente quando la terra presenta una conduttività finita.

Interessante è anche l'applicazione del teorema che D. Graffi (Novo Cimento, 1932) compie, per dimostrare, con estrema facilità, che è nullo il campo elettrico generato da una antenna orizzontale infinitamente vicina alla terra (considerata quale conduttore perfetto); e per studiare le proprietà direzionali delle antenne orizzontali.

In definitiva, e a conclusione delle considerazioni svolte, si può dire che il teorema della reciprocità, quando anche il campo di validità dovesse esserne ristretto, per effetto delle molte ipotesi limitative, a casi relativamente semplici, rimarrebbe tuttavia in grado di fornire, dal punto di vista pratico e particolarmente da quello militare, criteri di una grandissima utilità. La povertà dei dati sperimentali esistenti a questo riguardo non consente di formulare un giudizio esatto circa il grado di approssimazione che la previsione teorica può raggiungere nei confronti con la realtà. Ci riserviamo perciò di riferire ulteriormente sull'argomento allorchè saremo in possesso di qualche dato pratico, che confidiamo di poter dedurre da alcune esperienze in corso di esecuzione.

ing. G. LATMIRAL

PRINCIPALI NOTE CONSULTATE:

A. SOMMERFELD. *Zeitschrift für Hochfr. t.* Bd. 26, Heft 4, 1925.

J CARSON. *Proc. I. R. E.* giugno, 1929.

J CARSON. *The Bell Syst T. J.* luglio, 1924.

S. BALLANTINE. *Proc. I. R. E.* aprile, 1928; giugno, 1929.

D. GRAFFI. *Novo Cimento.* giugno, 1932.

*Direttore responsabile:* Colonnello LUIGI SACCO.

# "RADIOTECNICA„

## del Prof. Giuseppe Vanni.

È uscito per opera della Soc. An. Editrice Dante Alighieri (Albrighi Segati & C.) - prezzo di L. 12 - il 1° Volume della «Radiotecnica» del compianto Prof. Giuseppe Vanni. È un volume di 187 pagine che si può dire senz'altro prezioso per la cultura radiotecnica italiana e perfettamente adatto agli Istituti industriali ed ai cultori della scienza radiotecnica, ai quali è dedicato.

Tutti i principî generali della radiotecnica vi sono trattati in modo esemplare partendo dai fenomeni fisici fondamentali e con esposizione facile, chiarissima, completa.

Un pregio grandissimo dell'opera è quello di essere aggiornata alle più recenti teorie ed ai più recenti risultati sperimentali, cosicchè essa costituisce realmente una messa a punto delle idee e teorie fondamentali della radiotecnica, quale è possibile esporre oggi a lettori di media cultura.

Il volume si inizia con una esposizione elementare delle varie teorie ottiche, per risalire a quelle delle onde stazionarie e progressive ed alle teorie elettromagnetiche della luce, includendovi la propagazione delle onde e. m. nei mezzi ionizzati e le nozioni di velocità di fase e di gruppo.

Nei successivi paragrafi si passa alla generazione delle oscillazioni ed al campo elettrico prodotto dagli oscillatori elementari, senza trascurare la propagazione nei mezzi semi-conduttori.

Nel secondo capitolo si considerano con concetti moderni gli effetti fotoelettrici e termoionici, e relative applicazioni alle cellule fotoelettriche ed ai tubi elettronici, dei quali vengono ampiamente esposti i fondamenti generali teorici.

Un ultimo capitolo tratta della trasmissione delle onde elettromagnetiche e della loro irradiazione a mezzo delle antenne, sulle

quali l'autore si diffonde in uno studio dettagliato. Seguono le nozioni della energia irradiata, del campo di irradiazione, ed una succinta esposizione sui fattori di attenuazione dovuti all'atmosfera e al terreno. Il volume termina con un riassunto della teoria di Sommerfeld aggiornata secondo gli studi di Van der Pol.

Il Prof. Vanni, già benemerito dell'insegnamento radiotecnico nell'Istituto Militare di Radiotelegrafia, ha saputo dare una sintesi della materia che riuscirà veramente utile a tutti i militari della specialità radio.

L'opera, pur non potendo, purtroppo, essere completata dai volumi seguenti, previsti e già abbozzati dall'autore, dato il suo carattere fondamentale e generale conserverà il suo valore per molti anni ancora. Essa deve considerarsi come una parte cospicua della eredità spirituale che il Prof. Vanni ha lasciato ai suoi antichi allievi ed a quelli che sono chiamati a continuarne l'opera.

L. S.



# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO

**Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma** (117)

**Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447**

## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1934-XII

(LXXIII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | 28,00 |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | 23,00 |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | 46,00 |
| Estero . . . . . | » | 75,00 |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.

BIBLIOTECA NAZIONALE VITT. EMAN.
ATTI UFFICIALI
11
12

Alli uff. 11-12

13° - N. 6. Novembre - Dicembre 1934 - A. XIII.

**ISPETTORATO DEL GENIO**

**DIREZIONE SUPERIORE DEL SERVIZIO STUDI ED ESPERIENZE DEL GENIO**

BIBLIOTECA NAZIONALE V.E. ROMA
1 GIU 1935

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

SOMMARIO:

L. SACCO — Le ultime assemblee internazionali radioelettriche *(continuazione e fine)*.

G. LATMIRAL — Propagazione delle onde nei mezzi assorbenti.

**Condizioni per l'anno 1934**

(Volume di oltre 240 p.)

**Nel Regno d'Italia e Colonie**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | L. 12 |
| Un numero separato | » 3 |
| Abbonamento ridotto per ufficiali e assimilati | » 8 |

**Nei paesi dell'Unione postale**

| | |
|---|---|
| Abbonamento | Franchi oro 10 |
| Un numero separato | » » 2 |

Inviare l'importo a mezzo vaglia alla DIREZIONE DELL'ISTITUTO MILITARE SUPERIORE DELLE TRASMISSIONI. - Viale Mazzini, 10 — ROMA (149).

Roma, Tipo-Lit. Off. Mil. di R.T. ed E. T.

:: La direzione del **Bollettino** non risponde delle opinioni espresse dagli autori che abbiano firmato o contrassegnato i loro scritti. :: :: :: :: :: :: :: ::

:: I manoscritti non si restituiscono. :: :: :: ::

:: Gli articoli pubblicati vengono retribuiti. Ogni autore ha inoltre diritto a **25** copie gratuite di estratti, se trattisi di articoli inediti, e a **10** negli altri casi; volendone maggiore quantitativo, l'Autore dovrà comunicarlo tempestivamente, e le copie in più saranno conteggiate al costo di stampa. :: :: :: :: :: :: :: :: ::

Anno 13° - N. 6. Novembre - Dicembre 1934 - A. XIII.

ISPETTORATO DEL GENIO
DIREZIONE SUPERIORE DEL SERVIZIO STUDI ED ESPERIENZE DEL GENIO

**Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito**

Diretto dal Col. L. SACCO



# Le ultime assemblee internazionali radioelettriche

(Continuazione e fine, vedi n.ri 4 e 5, 1934).

## PARTE IIª

1. - Nella prima parte di questa memoria abbiamo accennato alle principali conclusioni emerse nelle ultime assemblee R. T. internazionali relative alla propagazione delle onde medie (200 ÷ 3000 m), riservandoci di ritornare sull'argomento per quanto riguarda le onde corte (10 ÷ 50 m).

Vogliamo intanto accennare che le onde intermedie (50 ÷ 200 m) partecipano delle caratteristiche delle due categorie contigue e sono quindi le più complicate di comportamento. Esse sono in ogni caso le meno adatte per le comunicazioni a grande distanza, probabilmente anche per il dannoso effetto che su di esse esercita il campo magnetico terrestre. Per tali onde risulta molto sensibile sia l'attenuazione del raggio diretto, che si propaga lungo il suolo e di cui il fattore di attenuazione cresce col diminuire della lunghezza d'onda, sia l'attenuazione del raggio indiretto, che si propaga attraverso l'atmosfera e di cui il fattore di attenuazione cresce invece col crescere della lunghezza d'onda.

In sostanza, se si indicano con $E_1$, $E_2$ le forze cimomotrici nelle direzioni dei due raggi, diretto e indiretto, con $d_1$ e $d_2$ i due

percorsi, con $\alpha_1$ ed $\alpha_2$ i due coefficienti di attenuazione, il segnale ricevuto risulta dovuto a due termini come segue:

$$F = \frac{E_1}{d_1} e^{-\frac{\alpha_1 d_1}{\lambda^2}} + \frac{E_2}{d_2} e^{-\alpha_2 d_2 \lambda^2}$$

Il primo (raggio diretto) è tanto più intenso quanto più l'onda è lunga, perchè il crescere dell'onda riduce il fattore di attenuazione; esso è perciò specialmente sfruttato nei radiocollegamenti colle onde lunghe; il secondo (raggio indiretto) è tanto più intenso quanto più l'onda è corta, perchè il diminuire dell'onda riduce il fattore di attenuazione: esso è perciò utilizzato specialmente nei radiocollegamenti ad onde corte.

Per le onde intermedie le condizioni sono sfavorevoli per entrambi i raggi: i due termini sono perciò piccoli entrambi.

2. - La denominazione di onde medie, intermedie e corte, pur essendo, come molte definizioni di fenomeni naturali, alquanto arbitraria, risponde tuttavia a reali differenze di comportamento nella propagazione. In particolare è molto differente, come abbiamo visto ora, l'importanza che sui due tipi estremi di onde assume il raggio indiretto, cioè quello che ritorna sulla superficie della terra dopo un percorso più o meno lungo negli alti strati atmosferici, o, come si dice ora, nella ionosfera, che è già stata definita "*quella parte dell'alta atmosfera che ha una sufficiente ionizzazione per influire sulla propagazione delle onde e. m.*„. Lo studio della propagazione delle onde corte, che sono le più influenzate dalla ionosfera, non può astrarre dalla conoscenza almeno sommaria della sua costituzione, eppertanto cercheremo di dare qui un cenno di questo argomento, limitandoci però ai fenomeni più salienti, che più direttamente interessano i radiocollegamenti militari. Tralasceremo le discussioni sulle cause dei fenomeni stessi e ci riferiremo sempre a quanto è risultato su questo argomento nelle due riunioni di Londra e di Lisbona, specialmente per opera di ricercatori inglesi, fra i quali spiccano i nomi di ECKERSLEY e di APPLETON.

3. - Gli studi compiuti sulla ionosfera negli ultimi dieci anni, col potente sussidio della esplorazione radioelettrica, hanno messo in evidenza che esistono in essa due regioni principali, denomi-

nate $E$, o di KENNELLY-HEAVISIDE ed $F$, o di APPLETON; la prima delle quali trovasi a circa $100 \div 120$ km sul suolo, la seconda ad altezza variabile dai 180 ai 400 km circa. Tra le due regioni principali, dette $E'$ e $F''$, si trovano probabilmente altre due regioni intermedie $E''$ e $F'$, di cui la ionizzazione relativa risulta approssimativamente dalla fig. 7 (1). Essa varia all'incirca da $2 \cdot 10^5$ a $8 \cdot 10^5$ elettroni per cm$^3$.

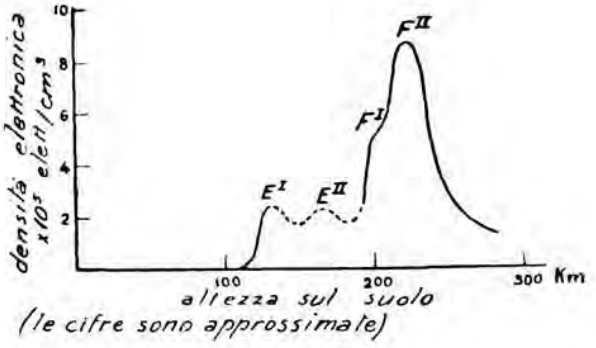



FIGURA 7.

L'influenza della ionizzazione sulla propagazione delle o. e. m. si manifesta attraverso una diminuzione dell'indice di rifrazione $n$ dell'atmosfera il quale come è noto (2) nei mezzi perfettamente isolanti è, secondo MAXWELL,

$$n = \sqrt{\varepsilon}$$

in cui $\varepsilon$ è costante dielettrica del mezzo.

Nell'aria ionizzata, e quindi parzialmente conduttiva, se $N$ è il numero di ioni o di elettroni liberi contenuti in media in un m$^3$ e $f$ la frequenza della emissione che si propaga, la costante dielettrica diminuisce secondo la relazione (3) in unità GIORGI:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - \frac{N e^2}{4 \pi^2 m f_o^2 X_o}}$$

(1) E. V. APPLETON. Fine structure of the Atmosphere. *Nature* 17-6-33.
(2) Vedi ad es: G. VANNI. *Radiotecnica*, 1935, pag. 31.
(3) Vedi appendice N. 3.

in cui $e$ è la carica ed $m$ la massa dell'elettrone o dell'ione che porta la carica elettrica. Nei casi in cui si può ammettere che le particelle elettrizzate siano costituite da soli elettroni, essendo per essi $e = 15{,}9 \cdot 10^{-20}$ coulomb ed $m = 9 \cdot 10^{-31}$ kilogrammi, se si esprime $f$ in megahertz e $N$ in cariche per cm$^3$ si avrà:

$$\varepsilon = \sqrt{1 - 8{,}05 \cdot 10^{-5} \frac{N}{f^2}}$$

Poichè a partire da una certa altezza dal suolo la $N$ cresce rapidamente coll'altezza, e ciò per varie ragioni di cui la principale sembra da ricercare nell'influenza dei raggi ultravioletti solari, ne segue una graduale diminuzione della costante dielettrica dell'aria ed una graduale diminuzione dell'indice di rifrazione, per effetto della quale il raggio incidente viene successivamente deviato verso il suolo fino a farvi ritorno.

Non essendo possibile determinare con esattezza il variare di $N$ coll'altezza non si può stabilire con precisione il punto in cui avviene la inversione della marcia verticale: per questa ragione si è convenuto di definire l'altezza equivalente o *virtuale* della regione riflettente, come quella alla quale dovrebbe trovarsi uno strato perfettamente conduttore e riflettente per rimandare i raggi al suolo nel modo come realmente essi vi giungono.

La densità elettronica nelle regioni anzidette varia poi coi periodi giornalieri e stagionali, e probabilmente anche in dipendenza dalla variabile intensità delle macchie solari. Queste variazioni sono in ogni caso molto irregolari.

Le due regioni hanno una diversa influenza nella propagazione delle onde. Le regioni $E$, cioè le più basse, sono attraversate da pressochè tutti i raggi ad onde corte ($\lambda < 50$ m), salvo per quelli che giungono quasi tangenti alla loro faccia inferiore. Per contro la stessa regione funziona da riflettente per le onde medie e lunghe ($\lambda > 200$ m): è appunto studiando le riflessioni di tali onde lunghe che si determina l'altezza della regione $E$.

La riflessione o rifrazione delle onde corte avviene per contro quasi completamente nelle regioni $F$. Le regioni $E$ agiscono per tali onde quasi soltanto come attenuatrici, e ciò perchè essendo relativamente basse, la densità gassosa vi è relativamente grande

e quindi grande la frequenza delle collisioni atomiche o molecolari, e di conseguenza grande la perdita di energia che subiscono le onde che le attraversano, in relazione all'aumento di conduttività elettrica che ne deriva.

Le condizioni essenziali affinchè una emissione radio ad onde corte possa raggiungere una determinata località, si riassumono quindi nelle due seguenti:

1°) che le regioni $E$ non assorbano eccessivamente;

2°) che le regioni $F$ siano sufficientemente ionizzate per agire come riflettenti.

In base a queste due condizioni ECKERSLEY ha tentato di determinare le lunghezze d'onda più favorevoli per realizzare i radiocollegamenti tra determinate località distanti sulla superficie del globo, nelle varie condizioni stagionali e diurne.

4. - Prima di esaminare lo studio dell'ECKERSLEY può essere interessante vedere come sia possibile determinare l'altezza delle regioni ionizzate e la densità della loro ionizzazione.

Le esperienze compiute al riguardo tendono a determinare nelle varie condizioni locali, stagionali e giornaliere, la frequenza critica di penetrazione nelle regioni ionizzate, dalla cui conoscenza è possibile, con deduzioni teoriche, confermate dalle esperienze radio e di laboratorio, risalire alla densità della ionizzazione.

La relazione fondamentale che lega la frequenza critica di penetrazione zenitale nella ionosfera con la minima necessaria ionizzazione della regione riflettente, deriva dalla considerazione che la riflessione zenitale, cioè di un raggio diretto normalmente agli strati riflettenti, può avvenire solo in seguito all'annullarsi dell'indice di rifrazione e quindi del coefficente dielettrico: il che porta alla relazione (vedere appendice N. 3)

$$N_e \geq 1{,}24 \cdot 10^4 \cdot f^2 \qquad (f \text{ frequenza in megahertz})$$

Data quindi una delle quantità $N_e$, $f$ si ricava l'altra.

È però da notare che questa è la densità elettronica necessaria per la riflessione di un raggio diretto verticalmente in alto. Pei raggi che sono utilizzati nelle radiocomunicazioni e che inci-

dono molto obliquamente gli strati ionizzati la minima densità elettronica necessaria per la riflessione è molto minore della $N_o$, in relazione alla inclinazione del raggio ed all'altezza dello strato. ECKERSLEY la calcola approssimatamente, appunto pei raggi utilizzati nei radiocollegamenti, cioè poco inclinati sull'orizzonte, con la relazione:

$$N > \frac{2h}{R} N_o$$

in cui $h$ è l'altezza virtuale della regione riflettente sul suolo e $R$ il raggio terrestre. Calcolando in circa 300 km l'altezza verticale della regione $F$ riflettente, si deduce che la ionizzazione minima necessaria per il ritorno del raggio al suolo è all'incirca un decimo di quella minima richiesta per la riflessione zenitale: essa è quindi ricavabile dalla:

$$N > 1{,}24 \cdot 10^3 f^2.$$

5. - Per calcolare l'attenuazione dovuta alle regioni $E$ è poi necessario conoscere l'altezza delle regioni stesse e le densità rispettive di ionizzazione. Vari sono i metodi impiegati per dedurre tali dati; essi sono:

*a)* il metodo delle variazioni di frequenza;
*b)* il metodo delle eco o degli impulsi;
*c)* la misura dell'angolo di arrivo dei segnali riflessi.

6. - Il metodo delle variazioni di frequenza è stato studiato ed applicato dal Radio Research Board inglese: ecco di che si tratta:

Se una lunga emissione radio con onde non modulate viene lanciata con ampiezza costante ma con frequenza leggermente variabile e di cui la variazione sia perfettamente costante, di $\Delta f$ hertz per ogni secondo, il segnale diretto, che percorre la distanza $D$ e quello indiretto, che percorre la distanza $\sqrt{4h^2+D^2}$, ($h$ = altezza virtuale dello strato riflettente) giungono sul ricevitore con un intervallo costante di tempo $\frac{\sqrt{4h^2+D^2}-D}{c} = \tau$ secondi, cui corrisponde una differenza costante di frequenza

$\tau \cdot \Delta f = \gamma$ hertz. Dalla interferenza dei due segnali, aventi tale differenza costante di frequenza, si ottengono sul ricevitore dei battimenti di questa stessa frequenza differenza, battimenti che dopo rivelati si possono contare registrandoli ad esempio su una striscia fotografica di cui si conosca la velocità di traslazione: dalla frequenza di tali battimenti si ricava la incognita $h$.

Se, ad es., la distanza $D$ è molto piccola di fronte ad $h$ (ricezione vicina alla trasmissione) si ha $\tau \simeq \frac{2h}{c}$ e quindi $\gamma = \frac{2h\Delta f}{c}$ da cui $h = \frac{c\gamma}{2\Delta f}$.

Così se si fa $f = 10.000$ hertz di variazione ad ogni secondo e si contano $\gamma = 12$ battimenti al secondo al ricevitore, si ricava, essendo $c = 300.000$ km/sec.

$$h = \frac{300.000 \cdot 12}{2 \cdot 10.000} = 180 \text{ km.}$$

7. - Il metodo degli impulsi proposto nel 1926 da BREIT e TUVE, consiste nel lanciare dei segnali costituiti da impulsi brevissimi, $\frac{1}{10.000}$ di sec. ad es., ad intervalli regolari, ad esempio di $\frac{1}{50}$ di secondo.

I segnali saranno ricevuti a piccola distanza dal trasmettitore (500 metri ad es.) e saranno registrati su un oscillografo catodico nel quale la macchia catodica venga spostata periodicamente, ad es. in modo da tracciare un cerchio nell'oscillografo 50 volte al secondo, cioè con esattamente lo stesso ritmo con cui sono inviati i successivi impulsi trasmittenti.

Il ricevitore sarà influenzato tanto dal raggio diretto come da quello indiretto: ciascuno di questi raggi, giungendo sulla coppia registrante dell'oscillografo, darà una serie di successivi segnali corrispondenti ai successivi impulsi trasmessi e che si sovrapporranno l'uno sull'altro sempre nello stesso punto del cerchio catodico, a causa del sincronismo tra il ritmo degli impulsi e la velocità del raggio catodico. Ciascuno dei due raggi darà così una immagine stabile e brillante e perciò perfettamente fotografabile, e

le due immagini saranno, fra loro, spostate di un certo intervallo, corrispondente al maggiore percorso del raggio indiretto ed al conseguente ritardo di questi sul raggio diretto.

Così se il raggio catodico, facente 50 giri al secondo, impiega 20 millesimi di secondo a compiere un giro, che possiamo fare di 20 cm. di sviluppo, ogni centimetro sul cerchio sarà percorso in $\frac{1}{1000}$ di secondo. Un segnale che si riflette a 300 km nell'alta atmosfera e che impiega quindi $\frac{2}{1000}$ di secondo per andare e tornare, sarà registrato a 2 cm di intervallo dal segnale diretto e perciò riuscirà perfettamente distinto da questo.

Il metodo permette di registrare anche segnali riflessi da differenti strati o che vengono riflessi varie volte fra gli stessi strati e il suolo, perchè ciascuno di essi darà una immagine distinta sul cerchio oscillografico.

8. - La produzione degli impulsi di brevissima durata, necessari per questo metodo, è basata su un fenomeno ben noto che si verifica nei circuiti generatori di oscillazioni con triodi, quando la resistenza di dispersione di griglia è eccessivamente grande. In questa condizione una oscillazione che si inizi accumula rapidamente una carica negativa sulla griglia, la quale spegne la oscillazione: al cessare della oscillazione il condensatore di griglia si scarica lentamente attraverso la resistenza di dispersione e quando la sua tensione negativa è sufficientemente diminuita, la oscillazione si innesca nuovamente, per interrompersi subito dopo; e così di seguito. Regolando le costanti del circuito si possono ottenere oscillazioni di durata anche inferiore ad $\frac{1}{10000}$ di sec. e intervallate ad es. di uno a due centesimi di secondo.

Per mantenere rigorosamente costanti questi dati si sono escogitati (1) speciali dispositivi che rappresentano veri prodigi di ingegnosità tecnica radioelettrica e sui quali non è possibile soffermarci.

(1) Vedere ad es. BUILDER. Wireless apparatus for study of the jonosphere. - *Institution E. E.*, 1933. Vol. 73 pag. 427 ecc.

9. - La valutazione dell'angolo di arrivo dei segnali si può fare ad esempio tenendo presente che per onde medie e lunghe il suolo si può ritenere perfettamente conduttivo cosicchè, salvo anomalie di polarizzazione, la riflessione sul suolo di un raggio che giunge inclinato dall'alto, mantiene inalterata la componente orizzontale del campo magnetico mentre annulla la componente orizzontale del campo elettrico. Se perciò si misurano separatamente con speciali precauzioni la componente orizzontale del campo magnetico $H$, con un telaio verticale, e la componente verticale del campo elettrico $F$ con un'antenna verticale, dal loro rapporto si può dedurre l'angolo $\theta$ di arrivo sull'orizzonte. Infatti mentre nell'aria si ha $\frac{F}{H} = 120\,\pi$ ohm (unità Giorgi), al suolo si trova $\frac{F}{H} = 120\,\pi \cos\theta$.

10. - Un modo più sicuro per misurare l'angolo di arrivo consiste nel ricevere il segnale in arrivo su due dipoli orizzontali posti alla distanza ($d$) di circa $\frac{1}{4}$ d'onda, nella direzione di propagazione. Componendo le tensioni di uscita ad alta frequenza dei due ricevitori (esattamente uguali nel loro comportamento) sulle due coppie deviatrici di un oscillografo a raggio catodico, tali tensioni essendo tra loro sfasate nel tempo di una quantità $\left(\varphi = \frac{2\,\pi\,d\cos\theta}{\lambda}\right)$, dipendente dall'angolo $\theta$ di arrivo, ne risulterà sull'oscillografo una ellisse, dalla cui forma si può dedurre lo sfasamento $\varphi$ e quindi l'angolo di arrivo.

Noto l'angolo di arrivo e la distanza dei posti corrispondenti si deduce immediatamente l'altezza equivalente della regione riflettente con una semplice triangolazione.

11. - È chiaro che variando successivamente la frequenza esperimentata si otterrà una riflessione (e quindi si potrà determinare l'altezza virtuale dello strato riflettente), solo per le frequenze minori di quella critica, perchè per quelle maggiori le onde attraversano gli strati senza riflettersi. La frequenza critica è quindi quella oltre la quale non si trova più traccia del raggio indiretto.

Dei metodi descritti il più completo è probabilmente quello degli impulsi, che permette di dedurre la maggior copia di dati sulla ionosfera (altezza degli strati, densità di ionizzazione, riflessioni doppie, ecc.).

12. - La tecnica di questi studi è stata mirabilmente sviluppata in questi ultimi anni per superare una quantità di difficoltà che si sono presentate nelle ricerche e per rendere più evidenti e automatiche le registrazioni dei fenomeni che si studiano. Attualmente si registrano automaticamente, su una banda fotografica che si sposta lentamente davanti all'oscillografo, i raggi diretti e quelli riflessi emessi col metodo degli impulsi. I rispettivi segnali risultanti sull'oscillografo, fotografati successivamente (ad intervalli di un'ora, ad esempio) sulla banda fotografica che si sposta, formano traccie continue più o meno nette (fig. 8) (1), di cui quella relativa al raggio diretto (*G*) costituisce una retta di base e quelle relative ai raggi indiretti individuano delle curve (*E*, *F*) presso a poco parallele alla prima. Scegliendo e combinando opportunamente le varie grandezze in gioco (tensioni, correnti, velocità di spostamento, ecc.) si riesce così a rappresentare, mediante il variare dell'intervallo tra le tracce dei segnali diretto e riflesso, la variabile altezza degli strati riflettenti, che resta documentata in modo inoppugnabile.

Operando su varie frequenze e confrontando i risultati vengono poi messe in luce sia le doppie riflessioni in successivi strati ionizzati, sia il differente comportamento dei vari strati al variare delle frequenze delle onde emesse.

13. - Con l'aiuto di appositi apparati captatori, costituiti da due telai ortogonali e solidali, rotanti intorno ad un asse verticale, è stato anche possibile separare per ogni emissione i due raggi rifratti che si producono sotto la influenza del magnetismo terrestre; questo dà luogo infatti al fenomeno della doppia rifrazione con la conseguente formazione di un raggio ordinario e di uno straordinario,

(1) BUILDER, loc. cit.

entrambi polarizzati ellitticamente ma in senso rotativo inverso: l'apparato direttivo al quale si è accennato, rotando in concordanza

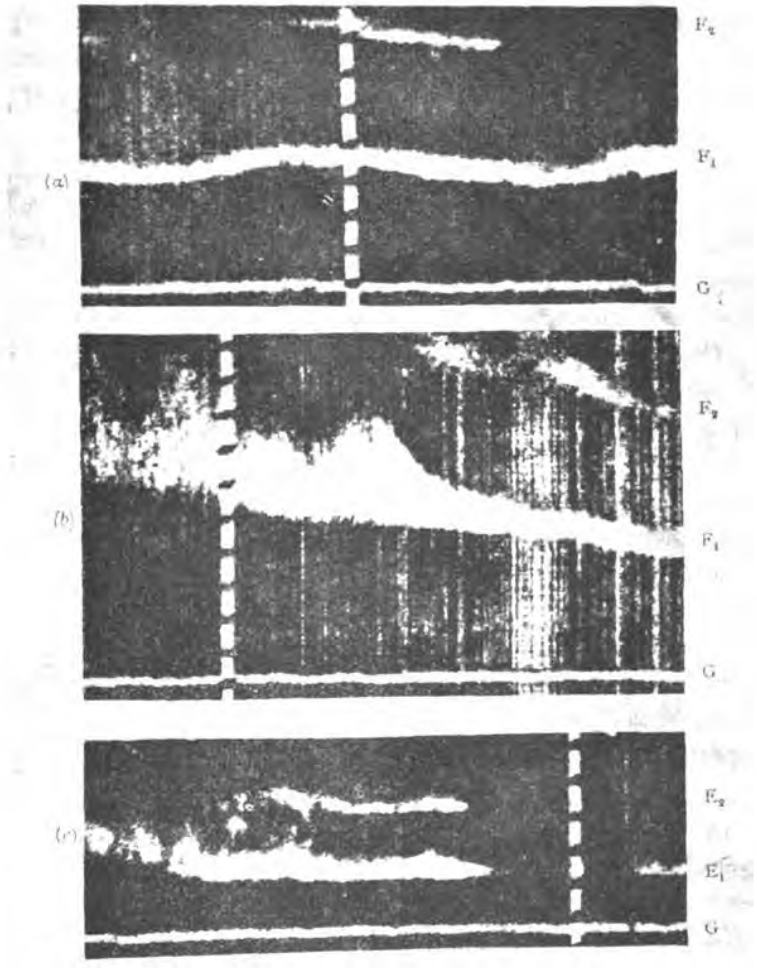



FIGURA 8.

con uno dei raggi ed in opposizione con l'altro, dà modo di separarne gli effetti.

Le conoscenze sull'argomento si sono così rapidamente accumulate in modo da rendere già possibile qualche applicazione alla pratica dei radio collegamenti. Fra queste è per noi interessante quella dei grafici dell' ECKERSLEY.

14. - Colla scorta dei dati teorici più attendibili e delle esperienze finora compiute ECKERSLEY ha schematizzato in due grafici lo stato medio della ionizzazione su tutta la terra, rispettivamente nei solstizi e negli equinozi. Il grafico dei solstizi serve per l'estate nella parte inferiore e per l'inverno nella superiore.

La densità di ionizzazione essendo legata alla frequenza critica dalla relazione già trovata al N. 4, sul grafico invece delle $N$ sono riportate le lunghezze d'onda critiche (corrispondenti alle frequenze critiche di penetrazione).

Ad esempio nel solstizio d'estate (tav. 9) alla latitudine 42° Nord (Roma) alle ore 9 (ore 8 di Greenwich) l'onda critica è 14 m. Alla stessa ora nel solstizio di inverno è 27 m. Alla stessa ora negli equinozi (tav. 10) è circa 20 m.

Sui due grafici è anche riportato l'effetto della regione $E$ che, come si disse, per le onde corte è essenzialmente attenuatrice, Questo effetto è massimo nelle ore diurne, cioè sulle regioni direttamente colpite dai raggi solari, cosicchè la possibilità del radio collegamento tra punti molto distanti con onde corte è subordinata, attraverso le regioni affacciate al sole, da una non eccessiva attenuazione dovuta alla regione $E$; mentre che nelle regioni opposte al sole, essa è subordinata ad una ionizzazione della regione $F$ sufficente per determinare la riflessione.

15. - Per la propagazione nelle regioni illuminate dal sole ECKERSLEY ha calcolato il campo corrispondente a due diversi coefficenti di attenuazione secondo una formola equivalente alla seguente:

$$F_{m\,V/m} = \frac{E_V}{d_{km}} \cdot e^{-\alpha \lambda^2_m d_{km}}$$

in cui $E_1$ è la f. c. m. in Volt nella direzione considerata; $d$ la distanza in km.; $\lambda$ l'onda in metri, ed $F$ il campo in $mV/m$. Il

coefficente $\alpha$ è stato calcolato per l'attenuazione attraverso atmosfere ionizzate e per due diversi casi, distinti come grado *A* e grado *B*, in dipendenza della densità elettronica esistente nelle regioni considerate. Alle zone racchiuse nelle punteggiate indicate "degré A„ è quindi da applicare il coefficente $\alpha_A = 1{,}28 \cdot 10^{-6} \lambda^2$, mentre a quelle esterne alla seconda punteggiata, distinte colla lettera *B* è da applicare la costante $\alpha_B = 7{,}3 \cdot 10^{-7} \lambda^2$.

I grafici N.ri 12, 13, 14, 15 danno le attenuazioni del campo elettrico per i percorsi rispettivamente nelle regioni dei gradi *A* e *B*.

Dai grafici è così possibile dedurre per una data f. c. m. il campo alla distanza considerata, tenendo presente che nelle regioni esterne alla linea d'ombra, cioè immerse nella notte, il coefficente $\alpha$ di attenuazione si può assumere uguale a zero.

Nel caso in cui il percorso sia misto nella regione *A* e nella regione *B* si potrà prendere la media dei valori ottenuti nelle ipotesi di tutta regione *A* e di tutta regione *B*, od anche, come suggerisce ECKERSLEY, calcolare tutta la distanza come se fosse nel grado *A* e poi moltiplicare il risultato per $e^{\lambda^2 d_2 (\alpha_A - \alpha_B)}$ essendo $d_2$ il percorso nel grado *B*.

16. - Le considerazioni di cui sopra si riferiscono, come si disse, alle condizioni *diurne*, cioè quando la maggior parte del percorso è illuminato dal sole.

Nelle ore notturne le cose sono più complicate. Pur potendosi ritenere che di notte spesso il campo si propaghi con intensità semplicemente inversamente proporzionale alla distanza (cioè con $\alpha = o$), gli scarti sperimentali intorno ai valori così dedotti, ed anche intorno ai valori medi misurati sperimentalmente, sono di notte molto maggiori che di giorno. Sembra accertato che la influenza del campo magnetico terrestre sia maggiore di notte che di giorno e che la influenza delle regioni *E* sia più complessa di notte che di giorno.

Ad ogni modo, tenendo presente che i dati ricavati dal grafico sono meno attendibili di notte che di giorno, si può ancora ricorrere ad essi per una determinazione di massima. Per tenersi più al sicuro sarà utile aumentare sensibilmente, ad es. del 50 p. cento, l'onda minima utilizzabile quale risulta dai grafici. I percorsi di notte

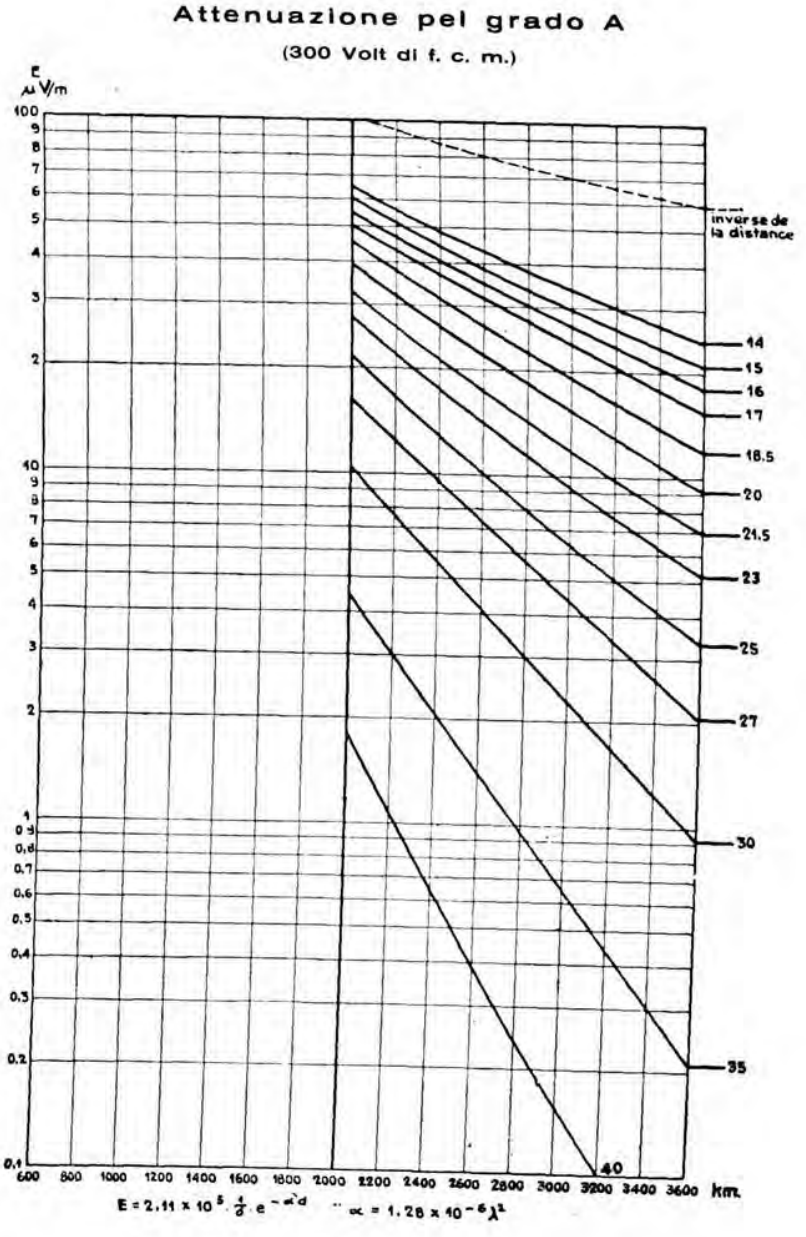

Attenuazione pel grado A
(300 Volt di f. c. m.)
E
μV/m
100
9
8
7
6
5
4
3
2
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
inverse de la distance
14
15
16
17
18.5
20
21.5
23
25
27
30
35
40
600 800 1000 1200 1400 1600 1800 2000 2200 2400 2600 2800 3000 3200 3400 3600 km.
E = 2,11 x 10^5 . 1/d . e^-αd
α = 1,28 x 10^-6 λ^2

FIGURA 12.

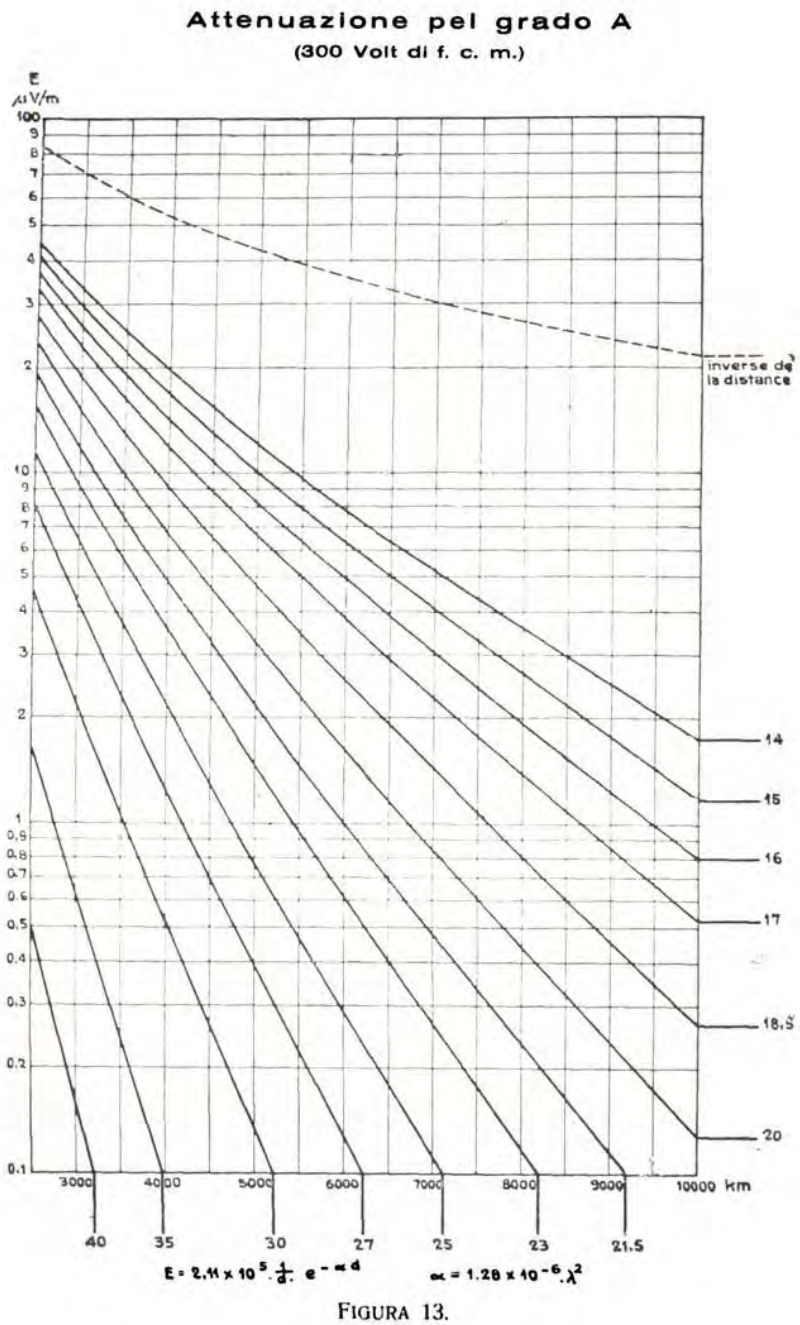

Attenuazione pel grado A
(300 Volt di f. c. m.)
E
μV/m
100
9
8
7
6
5
4
3
2
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
inverse de la distance
14
15
16
17
18.5
20
3000
4000
5000
6000
7000
8000
9000
10000 km
40
35
30
27
25
23
21.5
E = 2.11 x 10^5 . 1/d . e^-αd
α = 1.28 x 10^-6 . λ^2

FIGURA 13.

## Attenuazione pel grado B

(300 Volt di f. c. m.)

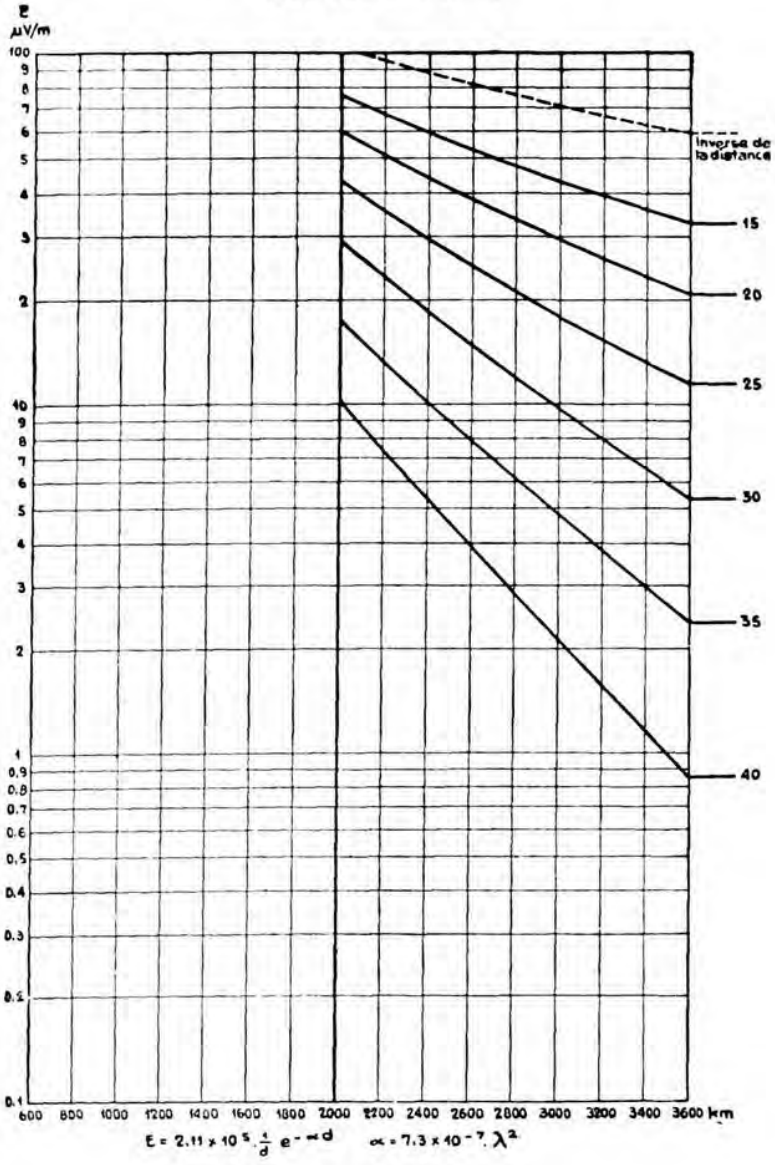



FIGURA 14.

## Attenuazione pel grado B

(300 Volt di f. c. m.)

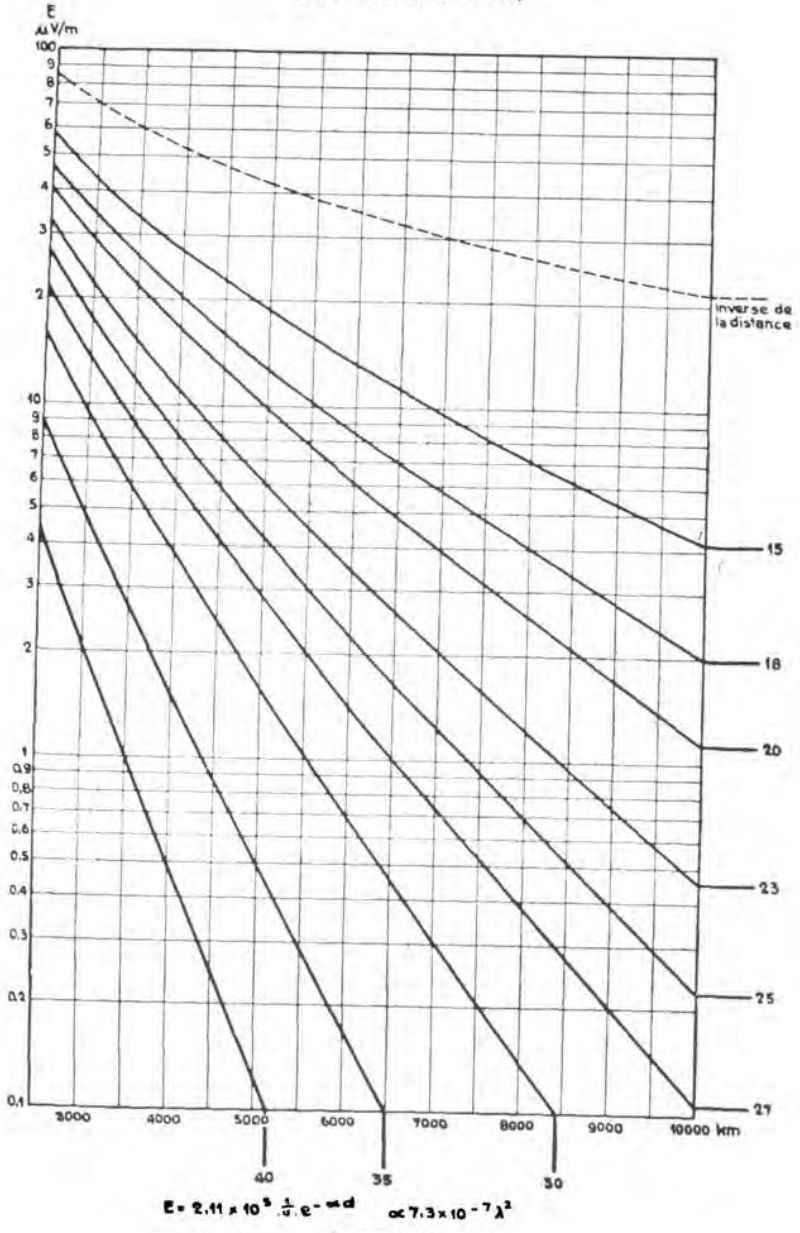



FIGURA 15.

sono quelli delimitati sui grafici dalle linee d'ombra, esternamente alle regioni $A$ e $B$: per essi non sono naturalmente utilizzabili i grafici 12 a 15 ma potrà valutarsi il campo utilizzando la curva "inverse de la distance„ riportata su ciascuno di essi, corrispondente alla attenuazione $\alpha = o$ che approssimativamente vale appunto di notte.

17. - Come esempio di applicazione dei grafici consideriamo il radiocollegamento Roma-Mogadiscio in varie epoche dell'anno e del giorno.

*a)* Collegamento diurno negli equinozi, a partire dalle ore 11 di Roma (ore 10 di Greenwich).

Disposto il lucido della tav. 10ª sulla carta del globo (tav. 11ª) in modo che il meridiano 0° (Greenwich) della tav. 11ª coincida con quello segnato 10.00 sulla tav. 10ª, risulta subito che il collegamento è tutto compreso (1) nel grado $A$ e che l'onda minima utilizzabile alle ore 10 è di 12 m. Facendo scorrere il lucido sulla carta si vede che le stesse condizioni permangono fin verso le 12 (T M G). Verso le 16 (T M G) l'onda critica si avvicina ai 16 m.

Per tenersi lontani dall'onda critica senza aumentare troppo l'attenuazione prendiamo in esame varie onde maggiori di 16 m. tenendo presente che la distanza Roma-Mogadiscio (2) è di 5500 km. Sul grafico N. 13 è riportato il campo dovuto a 300 Volt di f. c. m. a varie distanze e per varie onde nel grado $A$. Risulta subito dal grafico che aumentando l'onda diminuisce il campo, cosicchè mentre l'onda di 16 m dà, a 5500 km circa 6,3 $\mu V/m$ l'onda di 20 m da solo 2,2 $\mu V/m$: e tutto ciò per una emissione di 300 Volt di f. c. m. nella direzione Roma-Mogadiscio.

Se il tipo del ricevitore esige ad es. circa 10 $\mu V/m$ di campo risulta subito che la f. c. m. occorrente per ottenere il collega-

(1) Tenere presente che nella proiezione MERCATORE un cerchio massimo risulta rappresentato da una sinusoide che taglia l'equatore nei due punti in cui questo è tagliato dal cerchio massimo ed ha le massime ordinate sui paralleli aventi la massima latitudine toccata dal cerchio massimo.

(2) Vedi "Carta radiogoniometrica di Roma„ *Bollettino R. T. del R. E.*, luglio 1922.

mento sarà di almeno $300 \times \frac{10}{6,3} = 480$ Volt sull'onda di 16,3 m e di $300 \times \frac{10}{2,2} = 1560$ Volt sull'onda di 20 m.

A partire dalle 15 (T M G), cioè dalle ore 16 di Roma, il collegamento avviene tutto nel grado *B* cosicchè la attenuazione deve essere ricercata sul grafico 15. Da esso risulta che la f. c. m. di 300 Volt dà a 5500 km circa 13 $\mu V/m$ sull'onda di 16 m mentre ne dà meno di 8 su 20 m. Per tale ora il collegamento sarebbe quindi ancora possibile su onda tra 16 e 20 m anche con solo 300 Volt di f. c. m.

*b)* Esaminiamo ancora lo stesso collegamento nel solstizio di inverno (tav. 9) a partire dalla stessa ora 11 considerata prima (10,00 T M G). L'onda minima si avvicina in questo caso a 15 m perchè la congiungente Roma-Mogadiscio quasi raggiunge la linea di 15,5 m d'onda.

Il collegamento avviene parte in zona *A* e parte in zona intermedia *A* e *B*. Le attenuazioni sono quindi intermedie tra quelle dedotte nell'esempio precedente e le f. c. m. occorrenti pure.

*c)* Per esaminare le condizioni nel solstizio di estate si dovrà rovesciare il lucido N. 9 ruotandolo intorno alla linea dell'equatore in modo che la metà inferiore (Eté) risulti sovrapposta all'emisfero boreale anzichè all'australe.

Risulta così che dalle 8,30 circa (T M G) fino alle 11,30 (T M G) cioè dalle 9,30 alle 12,30 di Roma, tutto il percorso è in grado *A* e quindi è da applicare il grafico N. 13. Considerazioni analoghe alle precedenti permettono di dedurre la f. c. m. necessaria.

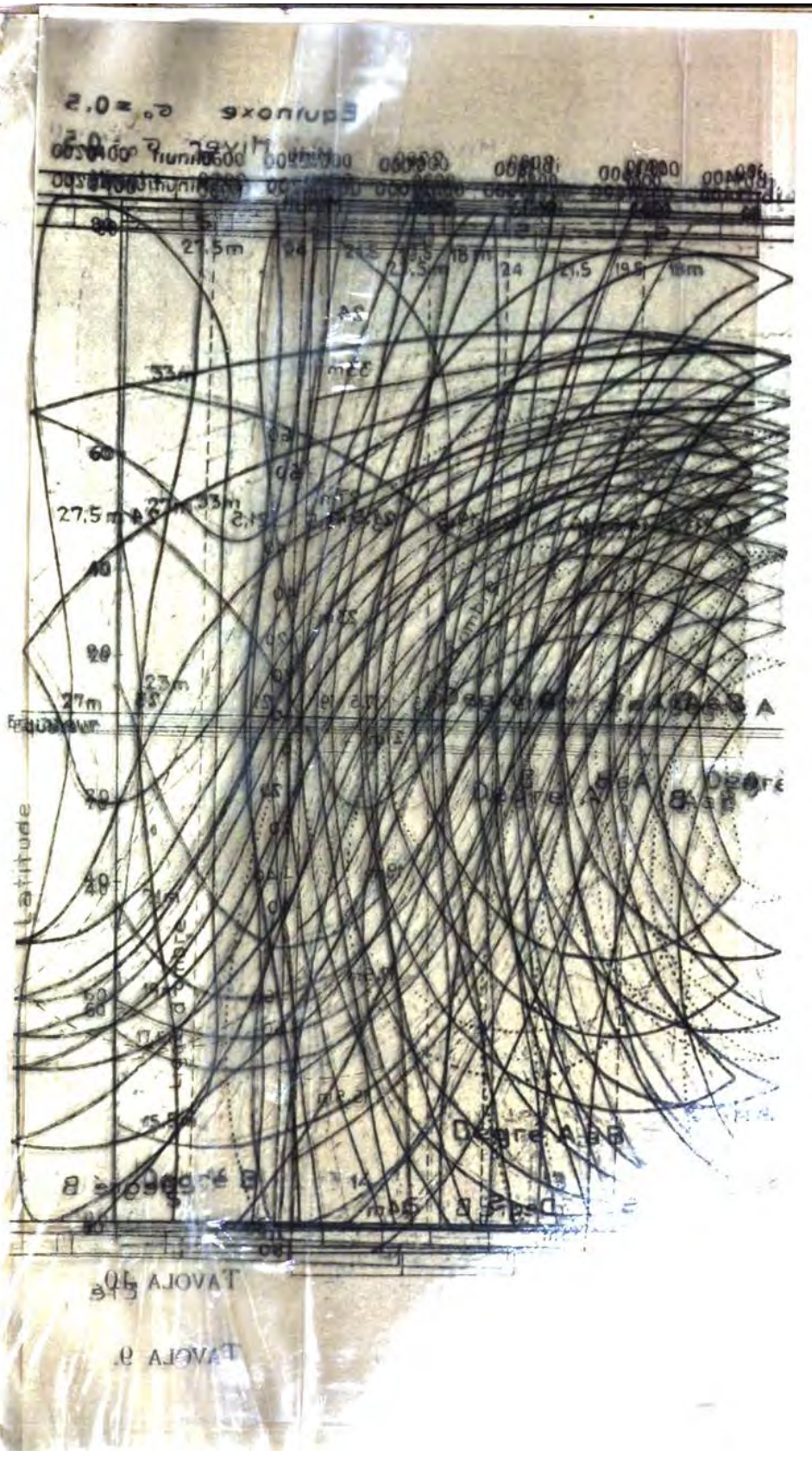
*d)* Facendo scorrere il grafico N. 9 rovesciato su quello N. 11 risulta che nel solstizio d'estate a partire dalle ore 19 (T M G) fino alle 3 (T M G) tutto il percorso è in ombra. Per tali ore la trasmissione è quindi notturna e l'onda critica sale gradatamente da circa 15 m alle 19 (T M G) a circa 28 m alle 2 (T M G).

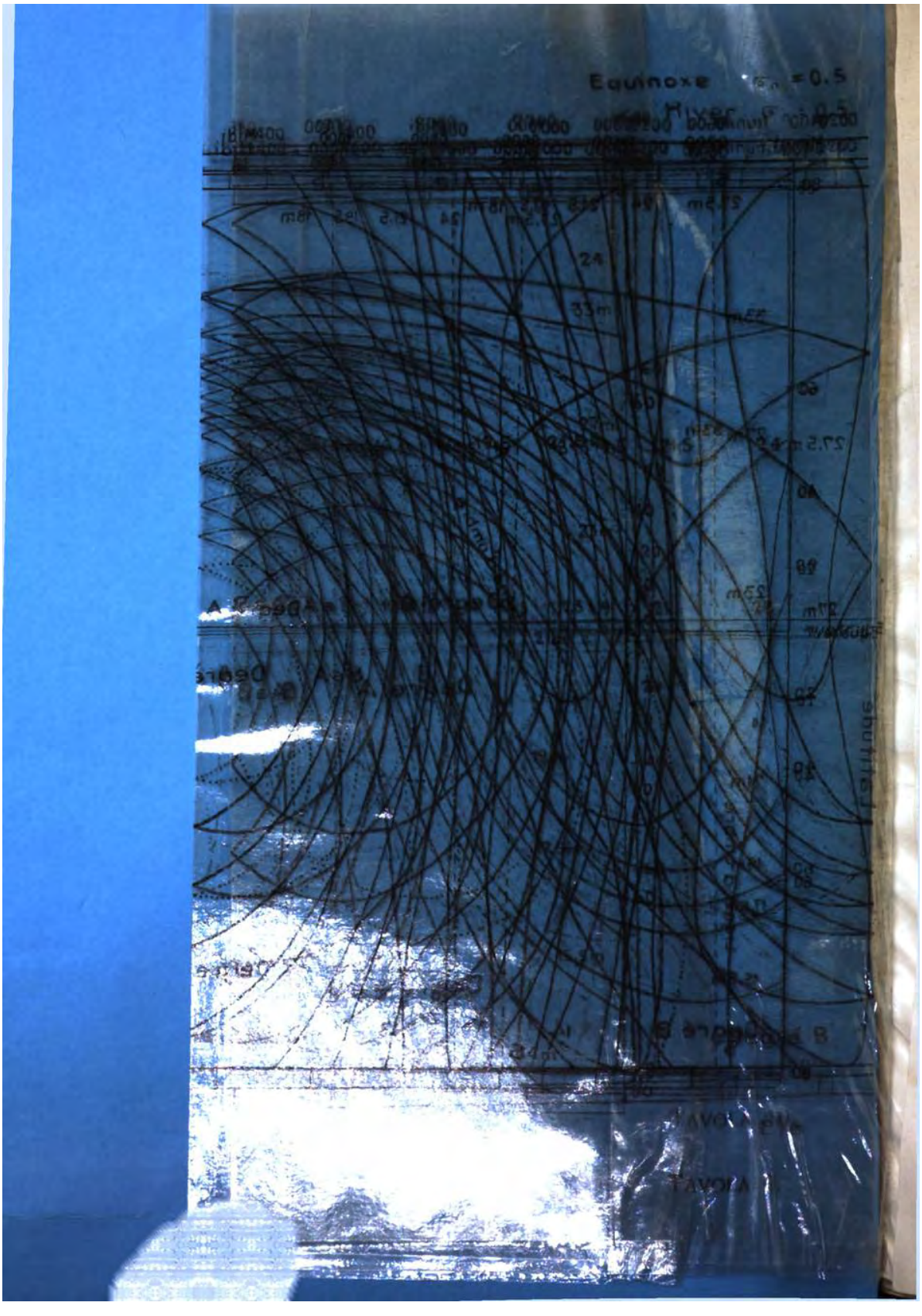
Di conseguenza il campo dovuto a 300 Volt di f. c. m. può essere calcolato, per le onde nettamente superiori alla critica, con

le curve punteggiate dei grafici 13 e 15 indicate "inverse de la distance„. Esso risulta di circa 40 $\mu V/m$ a 5500 km. Ma, come si è già detto, i valori sperimentali notturni sono molto variabili intorno al valore medio, e la cifra di 40 $\mu V/m$ così ricavata dal grafico devesi perciò intendersi come un dato di largo orientamento.

18. - Lo studio della propagazione delle onde corte richiede ancora l'esame di vari argomenti (evanescenze, eco, anomalie di polarizzazione, ecc.) che saranno oggetto di prossime apposite memorie.

LUIGI SACCO
COLONNELLO DEL GENIO


27.5m
33m
27m
Latitude


Equinoxe

Shuttle



# APPENDICE N. 2.

## AVIS n° 74 (C. C. I. R. 1934).

### INTENSITÉ DE CHAMP NÉCESSAIRE POUR LA RÉCEPTION DANS LES DIFFÉRENTS CAS.

Le C. C. I. R.

considérant

*a)* que l'intensité de champ nécessaire pour la réception dépend des facteurs suivants:

1) la sensibilité du système récepteur,
2) la sélectivité du récepteur,
3) la directivité de l'antenne réceptrice,
4) le niveau des bruits locaux,
5) le type de signal à recevoir,
6) la qualité de réception que l'on désire obtenir,
7) la nature du procédé utilisé pour la réception,

*b)* que, pour un système de réception donné, l'intensité de champ requise dépend du rapport signal bruit qui peut être approximativement fixé pour chaque catégorie de service,

*c)* que le niveau des bruits locaux est extrêmement variable en fonction de:

1) la fréquence utilisée,
2) la position géographique du récepteur,
3) la saison et l'heure du jour,

émet, à l'unanimité, l'avis

1° qu'il n'est pas possible de donner pour l'intensité de champ des chiffres qui puissent s'appliquer dans tous les cas;

2° que, néanmoins, les renseignements fournis par les administrations et les organismes internationaux peuvent dès maintenant servir utilement de

guide pour les régions du globe où l'expérimentation a été suffisante, *mais seulement à titre indicatif;*

3° qu'il convient, pour obtenir ces indications, de se reporter aux documents soumis à la 3e réunion du C. C. I. R. (voir la proposition 4 1 de l'administration centralisatrice de la question 4, subdivision C.); à l'annexe 1 à cette proposition, sous C.; à l'annexe 2, sous C.; à l'annexe 7, sous C, à l'annexe 11, sous C.; à la proposition 4 3, Japon, sous C.; ces documents devant être modifiés comme suit;

4° qu'il convient continuer les études.

Dei documenti citati il 1° (riassuntivo) con alcune varianti apportate a Lisbona è il seguente.

L'intensité de champ nécessaire pour la réception dépend des facteurs suivants:

*a)* de la sensibilité du système récepteur,

*b)* de la sélectivité du récepteur (déterminant la bande de fréquences en dehors de laquelle les bruits brouilleurs seront reçus),

*c)* de la directivité de l'antenne réceptrice (déterminant le degré avec lequel il est possible de séparer les broiullages qui arrivent au récepteur de directions autres que celle du signal désiré),

*d)* du niveau des bruits locaux (variable avec la fréquence utilisée et la position géographique),

*e)* du type de signal à recevoir,

*f)* de la qualité de la communication désirée,

*g)* de la nature du mécanisme utilisé.

Les conditions d'installation qui affectent largement *a), b)* et *c)* ont déjà été considérées au paragraphe A, 1.

Pour un systeme de réception donné, l'intensité de champ requise dépend seulement de *d), e), f)* et *g)* ou, si *e), f)* et *g)* sont donnés, elle ne dépend que du rapport signal/bruits.

La table suivante donne les valeurs approximatives du rapport signal/bruits nécessaires pour différents services.

| Types de réception | Rapports signal bruits, en db. | |
|---|---|---|
| | A peine satisfaisant | Tout à fait bon |
| Télégraphie type A1, réception à l'oreille . . | — 5 à + 5 | 5 à 10 |
| Télégraphie type A1, réception automatique (morse) . . . . . | 5 à 10 | 10 à 20 |
| Télégraphie type A1, réception automatique (imprimé) . . . . . | 15 à 20 | 25 à 30 |
| Radiophototélégraphie (noirs et blancs); largeur de la bande de réception = 3 000 c/s . . . | 5 à 10 | 10 à 20 |
| Téléphonie commerciale . . . . . | 10 à 15 | 25 à 35 |
| Radiodiffusion . . . . . | 15 à 20 | 30 à 100 |
| Radiogoniométrie . . . . . | 30 à 40 | 40 à 50 |

Il va sans dire que les chiffres donnés pour la réception auditive dépendront dans une large mesure del l'habileté de l'opérateur.

Lorsque l'on utilise la réception avec hétérodyne, la télégraphie du type A 2 nécessite à peu près le même rapport signal/bruits que dans le cas du type A 1. Si l'on reçoit sans hétérodyne, comme c'est le cas pour la téléphonie, il faudra obtenir des rapports se rapprochant de ceux qui sont nécessaires pour la téléphonie.

Le « bruit » provenant des atmosphériques ou d'autres sources est une quantité extrêmement variable; dans le paragraphe A. 5, on trouvera un certain nombre de courbes dessinées en vue de montrer approximativement la valeur de ce bruit pour un certain nombre de cas.

Dans le cas des ondes courtes, le niveau du bruit des atmosphériques peut être très bas et d'une intensité plus faible que celle du bruit provenant du récepteur lui-même. Dans les récepteurs bien construits où les bruits parasites ont été ramenés à une valeur négligeable, le bruit du récepteur sera ramené au bruit « moléculaire » dû au passage du courant dans le premier circuit du récepteur. Ces circonstances qui fournissent le minimum possible du bruit permettront de recevoir un signal d'une intensité minimum. D'autres bruits gênants ont leur origine dans des machines électriques de diverses sortes. C'est ainsi que des expériences entreprises par le « British Air Ministry » montrent que, dans le cas d'un aéroplane, le niveau des bruits est de 20 db supérieur au niveau des bruits au sol. De plus, les bruits mécaniques de l'avion exigent que le volume à la sortie du récepteur soit de 20 db plus grand qu'au sol. Ce dernier bruit peut être surmonté par un accroissement de l'amplification; il n'affecte pas le rapport signal bruits puisqu'il n'est pas amplifié avec le signal. Des conditions semblables, quoique moins onéreuses, se présentent à bord des navires. On a également trouvé (voir appendice 7) que le niveau des bruits dû aux interférences électriques, combiné avec le fait qu'il est plus difficile d'ériger des antennes efficaces, nécessite, pour la ré-

ception de la radiodiffusion, une intensité de champ de 17 à 24 db plus élevée dans les grandes villes que dans la campagne.

Par suite des nombreuses variables signalées plus haut, il n'est pas possible de donner des chiffres pour l'intensité du champ qui puissent s'appliquer universellement; cependant, les renseignements connus, fournis par les diverses administrations collaboratrices, ont été groupés dans la table suivante qui, sans doute, servira de guide utile.

| Type de réception | Fréquences ou ondes | Station réceptrice | Autorité | Intensité de champ requise µV/m |
|---|---|---|---|---|
| Télégraphie type A1, réception à l'oreille | — | Aéroplane | Allemagne | 5 |
| | Ondes moyennes | Aéroplane | Grande-Bretagne | 30 |
| | Ondes moyennes | Station aéronautique terrestre | Grande-Bretagne | 3 |
| | 8 300 kc/s | Station terrestre | Grande-Bretagne | 1 à 10 |
| | 16 kc/s | Station de bord dans les latitudes moyennes | Grande-Bretagne | 1 000 |
| | 16 kc/s | Station de bord aux tropiques | Grande-Bretagne | 3 000 |
| Télégraphie type A1, réception automatique | 50 kc/s | Station fixe dans les latitudes moyennes | Grande-Bretagne | 20 |
| | 90 kc/s | Station fixe dans les latitudes moyennes | Grande-Bretagne | 10 |
| | 6 800 kc/s | Station fixe | Grande-Bretagne | 5 à 20 |
| | 13 000 kc/s | Station fixe | Grande-Bretagne | 3 à 10 |
| Télégraphie type A1, réception avec imprimeur | 60 kc/s | Station commerciale | U. S. A. | 7 à 20 |
| Télégraphie type A2, réception à l'oreille et automatique | Les mêmes valeurs que pour A1 si l'on utilise un récepteur hétérodyne et les valeurs de la téléphonie s'il n'y a pas d'hétérodyne. | | | |
| Téléphonie | Ondes longues | Station commerciale | U. S. A. | 7 à 20 |
| Une seule bande latérale, onde porteuse supprimée | | | | |
| Téléphonie normale | 18 000 kc/s | Station commerciale | U. S. A. | 1,5 à 5 |
| | 10 000 kc/s | Station commerciale | U. S. A. | 7 à 18 |
| | 7 000 kc/s | Stazion commerciale | U. S. A. | 9 à 22 |
| | 333 kc/s | Aéroplane | Allemagne | 200 |
| | Ondes moyennes | Aéroplane | Grande-Bretagne | 300 |
| | Ondes moyennes | Station aéronautique terrestre | Grande-Bretagne | 30 |

| Type de réception | Fréquences ou ondes | Station réceptrice | Autorité | Intensité de champ requise [μV/m |
|---|---|---|---|---|
| Radiodiffusion | 1 500 kc/s | Campagne | U. I. R. | 500 à 2 000 |
| | 1 500 kc/s | Villes | U. I. R. | 1 000 à 5 000 |
| | 1 500 kc/s | Grandes villes | U. I. R. | 2 000 à 15 000 |
| | 600 kc/s | Campagne | U. I. R. | 500 à 3 000 |
| | 600 kc/s | Villes | U. I. R. | 1 000 à 5 000 |
| | 600 kc/s | Grandes villes | U. I. R. | 3 000 à 20 000 |
| | 200 kc/s | Campagne | U. I. R. | 500 à 3 000 |
| | 200 kc/s | Villes | U. I. R. | 2 000 à 10 000 |
| | 200 kc/s | Grandes villes | U. I. R. | 5 000 à 30 000 |
| Radiodiffusion | 1 000 kc/s | Villes, quartiers d'habitation | U. S. A. | 2 000 à 5 000 |
| | — | Villes, quartiers d'affaires | U. S. A. | 10 000 à 25 000 |
| | 1 000 kc/s | Satisfaisant | U. S. A. | Supérieure à 500 |
| Radiogoniométrie | — | Station maritime | Conférence des radiophares (Londres 1931, Paris 1933 Bordeaux 1934) | 50 à 100 suivant les régions (50 en Mer du Nord et Manche, 75 en Méditerranée, 100 en Afrique) |
| Radio-phares | — | Aéroplane | Allemagne | 12 à 36 |
| Radiophototélégraphie (noirs et blancs) | — | — | Allemagne | Comme pour la télégraphie A1 automatique |

## APPENDICE N. 3.

# Teoria della ionizzazione atmosferica.

(Unità GIORGI).

Un ione o elettrone di massa $m$ Kg e di carica $e$ coulomb sollecitato dalla forza elettrica $F$ volt/$m = F_0 \operatorname{sen} \omega t$ si sposterà secondo la $m \frac{dv}{dt} = e F_0 \operatorname{sen} \omega t$ da cui $v = -\frac{F_0 e}{m \omega} \cos \omega t$.
$\frac{}{m/\text{sec}}$

Se vi sono $N$ cariche per m$^3$, ciascuna di esse dà luogo a una corrente di convezione $e v = -\frac{F_0 e^2}{m \omega} \cos \omega t$ e in ciascun metro cubo la corrente
$\frac{}{\text{amp. met.}}$
sarà:

$$N e v = -\frac{F_0 N e^2}{m \omega} \cos \omega t$$
$\frac{}{\frac{\text{amp}}{m^2}}$

D'altra parte, in assenza di cariche la corrente di spostamento dielettrico, cioè la variazione di induzione, sarebbe $\frac{d D}{d t} = X_0 \frac{d F}{d t} = X_0 \omega F_0 \cos \omega t \cdot \frac{\text{amp}}{m^2}$ nel vuoto.

La corrente totale sarà quindi:

$$i = \left( X_0 \omega F_0 - \frac{F_0 e^2 N}{m \omega} \right) \cos \omega t = X_0 \omega F_0 \left( 1 - \frac{e^2 N}{m X_0 \omega^2} \right) \cos \omega t$$

La induttività elettrica $X_0$ del vuoto diventa così: $X_0 \left( 1 - \frac{e^2 N}{m X_0 \omega^2} \right)$
cioè la costante dielettrica $\varepsilon = \frac{X}{X_0}$ che normalmente è uguale ad uno, nel vuoto, diminuisce per effetto delle $N$ cariche, di

$$\Delta \varepsilon = \frac{e^2 N}{m X_0 \omega^2}$$

Ora si ha $e = 15{,}9 \cdot 10^{-20}$ coul; $m = 9 \cdot 10^{-31}$ kg; $X_0 = \frac{10^{-9}}{36 \pi}$ Farad/met, quindi la $\Delta \varepsilon$ diventa

$$\frac{(15{,}9)^2 \cdot 10^{-40} \cdot N}{\frac{10^{-9}}{36 \pi} \cdot 4 \pi^2 f^2 \cdot 9 \cdot 10^{-31}} = 80{,}5 \frac{N}{f^2}$$

Se si esprime $N$ in cariche per $cm^3$ e $f$ in megahertz, sarà:

$$\Delta \varepsilon = 8{,}05 \cdot 10^{-5} \frac{N_o}{f^2}$$

cosicchè la $\varepsilon$ si annulla per $\Delta \varepsilon = 1$ cioè per $N_o = 1{,}24 \cdot 10^4 f^2$.

Questa è la densità occorrente per la riflessione zenitale mentre per la riflessione ordinaria dei raggi inclinati, utilizzati nelle radio comunicazioni, si ha approssimatamente

$h$ = altezza della regione ionizzata (circa 300 km)
$R$ = raggio terrestre (circa 6000 km)

$$N = \frac{2h}{R} N_o = 1{,}24 \cdot 10^3 f^2$$

La frequenza critica è in kilohertz $f^2 = 80{,}5 \cdot N_o$ cioé $f = 9 \sqrt{N_o}$.

# Propagazione delle onde nei mezzi assorbenti

**SOMMARIO.** — *(Paragrafi 1 e 2). - Si rammenta come, agli effetti della propagazione di un'onda armonica pura, di determinata frequenza, i mezzi assorbenti possano essere trattati come dielettrici perfetti dotati di costante dielettrica complessa.*

*(Paragrafo 3). - Si propone un criterio, che dalle precedenti considerazioni deriva, per la misura della conduttività, nel campo delle frequenze altissime.*

*(Paragrafi 4 e 5). - Riferiti i risultati di alcune misure di assorbimento, si esamina la possibilità di interpretarli teoricamente.*

## Generalità.

1. - Le equazioni della propagazione, nel caso di un qualsiasi mezzo isotropo e omogeneo, possono ancora essere espresse nella semplice forma che loro spetta nel caso che il mezzo sia perfettamente dielettrico ($\gamma = 0$) purchè si ricorra ad un conveniente artificio. Questo consiste nel trasformare $\overline{\sigma}$ (vettore intensità specifica della corrente totale) nel modo che appresso indichiamo; ed è lecito nell'ipotesi che le grandezze del campo varino armonicamente nel tempo $\left(\frac{\delta}{\delta t} = j\omega\right)$.

$$\overline{\sigma} = \gamma \overline{E} + \chi \frac{\delta \overline{E}}{\delta t} \qquad \text{(unità definitive *)}$$

$$= (\gamma + j\omega\chi)\,\overline{E}$$

(*) Si rammenta che nel sistema definitivo M. K. S. $\Omega$ (Giorgi) gli operatori concreti $\lambda$ (permeabilità magnetica assoluta), $\chi$ (costante dielettrica assoluta) e $\gamma$ (conduttività) hanno le rispettive dimensioni: $\frac{\text{henry}}{m}$, $\frac{\text{farad}}{m}$, $\frac{\text{mho}}{m}$. $\lambda$ e $\chi$ sono legati alle costanti dello spazio vuoto ($\lambda_o = 1.256 \cdot 10^{-6}\ ^{H}/_{m}$; $\chi_o = 8.858 \cdot 10^{-12}\ ^{F}/_{m}$) dalle relazioni: $\lambda = \lambda_o\,\mu$, $\chi = \chi_o\,\varepsilon$, dove $\mu$ ed $\varepsilon$ sono le costanti elettromagnetiche relative, già in uso nei sistemi e. m. ed e. s. c. g. s.

$$= j\omega \left( \frac{\gamma}{j\omega} + \chi \right) \overline{E}$$

$$= j\omega \left( \frac{\gamma T}{j 2\pi} + \chi \right) \overline{E}$$

$$= j\omega \left( \chi - j \frac{\gamma T}{2\pi} \right) \overline{E}$$

Dalla relazione ultimamente scritta risulta: che è ancora possibile, dal punto di vista formale e per una determinata frequenza $\frac{1}{T}$, trattare un dielettrico imperfetto (cioè un mezzo assorbente) come un dielettrico perfetto, a condizione che si attribuisca ad esso una costante dielettrica complessa del tipo:

$$\chi' = \chi - j \frac{\gamma T}{2\pi}$$

Le equazioni di Maxwell:

$$\gamma \overline{E} + \chi \frac{\delta \overline{E}}{\delta t} = \text{rot } \overline{H}$$

$$- \frac{\delta \overline{B}}{\delta t} = \text{rot } \overline{E}$$

assumono quindi la forma semplice:

$$\left( \chi - j \frac{\gamma T}{2\pi} \right) \frac{\delta \overline{E}}{\delta t} = \chi' \frac{\delta \overline{E}}{\delta t} = \text{rot } \overline{H} \qquad (1)$$

$$\lambda \frac{\delta \overline{H}}{\delta t} = - \text{rot } \overline{E} \qquad (2)$$

In queste relazioni è implicitamente contenuto: div $\overline{B} = O$, che, per $\lambda$ costante, fornisce: div $\overline{H} = O$.

Dalla (2) passando alla corrispondente relazione tra i vettori rotazione, si ha allora:

$$\lambda \frac{\delta \text{ rot } \overline{H}}{\delta t} = - \text{ rot rot } \overline{E} \qquad (3)$$

ma, per la (1), è:

$$\text{rot } \overline{H} = \chi' \frac{\delta \overline{E}}{\delta t}$$

ed è inoltre:

$$\text{rot rot } \overline{E} = \text{grad div } \overline{E} - \Delta_2 \overline{E}$$

che, essendo div $\overline{E} = O$, diviene:

$$\text{rot rot } \overline{E} = - \Delta_2 E$$

La (3) può quindi scriversi:

$$\chi' \lambda \frac{\delta^2 \overline{E}}{\delta t^2} = \Delta_2 \overline{E} .$$

Analogamente si ottiene:

$$\chi' \lambda \frac{\delta^2 \overline{H}}{\delta t^2} = \Delta_2 \overline{H} .$$

Sia ora $A$ designazione generica delle componenti dei vettori $\overline{E}$ ed $\overline{H}$; e limitiamoci a considerare il caso in cui l'integrale $S$ della:

$$\chi' \lambda \frac{\delta^2 A}{\delta t^2} = \Delta_2 A \qquad (4)$$

sia una funzione armonica semplice del tempo (il che si verifica in condizioni di regime). $S$ sarà allora eguale alla parte reale di una espressione del tipo:

$$e^{j \omega t} f(s)$$

dove $e^{j \omega t}$ e $f(s)$ sono funzioni separatamente del tempo e dello spazio.

Sostituendo nella (4) si ha:

$$- \omega^2 \chi' \lambda f(s) = f''(s). \qquad (5)$$

Si è così ottenuta una equazione differenziale del 2° ordine, alla quale è estranea ogni considerazione di tempo. L'integrale di questa equazione ha la forma:

$$f(s) = A e^{Ks}$$

che, per sostituzione nella (5) stessa, dà origine alla equazione caratteristica:

$$-\omega^2 \chi' \lambda A e^{Ks} = A K^2 e^{Ks}$$

$$-\omega^2 \chi' \lambda = K^2$$

da cui:

$$K = \pm j \omega \sqrt{\chi' \lambda} = \pm j \omega \sqrt{\chi - j \gamma T/2\pi}\ \sqrt{\lambda}\ . \qquad (6)$$

Dalla (6) risulta dover essere $K$ una grandezza complessa. Esplicitiamone ora le parti reale e immaginaria, ponendo:

$$\sqrt{\chi'} = \sqrt{\chi - j \frac{\gamma T}{2\pi}} = \nu - j\delta$$

quadrando, si ha:

$$\chi - j \frac{\gamma T}{2\pi} = (\nu - j\delta)(\nu - j\delta) = \nu^2 - \delta^2 - j 2\nu\delta$$

da cui:

$$\chi = \nu^2 - \delta^2 \qquad (7)$$

$$\frac{\gamma T}{2\pi} = 2\nu\delta. \qquad (8)$$

Risolvendo, si ottiene:

$$\delta^2 = \frac{\sqrt{\chi^2 + \gamma^2 T^2/4\pi^2} - \chi}{2} \qquad (9)$$

$$\nu^2 = \frac{\sqrt{\chi^2 + \gamma^2 T^2/4\pi^2} + \chi}{2}. \qquad (10)$$

Potremo quindi scrivere:

$$K = \pm j \omega \sqrt{\lambda}\ (\nu - j\delta). \qquad (11)$$

L'ambiguità del segno scompare quando si consideri che, perchè l'integrale $S$ non possa assumere valori infiniti (vedi in appresso), il termine contenente $\delta$ deve essere preceduto dal segno —. Si ha quindi:

$$K = -\omega \sqrt{\lambda}\ (\delta + j\nu). \qquad (12)$$

Ma l'integrale $S$ della (4) è eguale alla parte reale della espressione:

$$e^{j\omega t} f(s)$$

che per successive sostituzioni e trasformazioni diviene:

$$\begin{aligned} e^{j\omega t} f(s) &= e^{j\omega t} A e^{Ks} \\ &= e^{j\omega t} A e^{-\omega \sqrt{\lambda}(\delta + j\nu)s} \\ &= e^{j\omega(t - \sqrt{\lambda}\nu s)} A e^{-\omega \sqrt{\lambda}\delta s}. \end{aligned} \tag{13}$$

Ne consegue immediatamente:

$$S = A e^{-\omega \sqrt{\lambda}\delta s} \cos\left[\omega(t - \sqrt{\lambda}\nu s) + \varphi\right] \tag{14}$$

dove $A$ e $\varphi$ sono costanti arbitrarie.

La relazione (13) mostra:

*a)* che le ampiezze dei campi elettrico e magnetico decrescono in un mezzo assorbente con legge esponenziale, così come indica il fattore $e^{-\omega \sqrt{\lambda}\delta s}$, dove $\sqrt{\lambda}\delta$ è la costante di attenuazione, per quel mezzo e per quella determinata frequenza.

*b)* che punti situati ad una distanza $s$ dal punto-origine seguono le oscillazioni di esso (caso dell'onda diretta) con un ritardo: $\sqrt{\lambda}\nu s = \dfrac{s}{\dfrac{1}{\sqrt{\lambda}\nu}}$ e che di conseguenza: la velocità di fase è $v = \dfrac{1}{\sqrt{\lambda}\nu}$, e la parte reale dell'indice di rifrazione, per quel mezzo e per quella determinata frequenza, è $\dfrac{\nu}{C} = \dfrac{\sqrt{\lambda}\nu}{\sqrt{\lambda_0\chi_0}} = 3 \cdot 10^8 \sqrt{\lambda}\nu$.

L'adozione della costante dielettrica complessa: $\chi' = \chi - j\dfrac{\gamma T}{2\pi}$ permette di estendere, con procedimento analogo a quello ora seguito, al caso dei mezzi isotropi assorbenti le equazioni relative ai mezzi isotropi trasparenti. Tratteremo ora il caso semplice di una onda e. m. piana incidente normalmente sulla superficie piana e indefinita che separa lo spazio vuoto da un

mezzo isotropo e omogeneo dotato di conduttività $\gamma$ e di costante dielettrica $\chi$, e la cui permeabilità $\lambda$ sia eguale a quella $\lambda_0$ dello spazio vuoto. Così come nelle precedenti scritture, adotteremo le unità del sistema definitivo (Giorgi).

2. - L'equazione che, nel caso di un mezzo isotropo trasparente, e nelle condizioni sopra descritte, vincola tra loro le ampiezze delle onde elettriche incidente e riflessa, è:

$$\overline{E}_r = -\overline{E}_i \frac{n-1}{n+1} \qquad \text{(Fresnel)} \quad (15)$$

Estendendo questa relazione al caso di un mezzo isotropo assorbente, e riferendosi ad una frequenza $\frac{1}{T}$, posto cioè:

$$n' = \sqrt{\frac{\chi' \lambda_0}{\chi_0 \lambda_0}} \quad \sqrt{\frac{\chi - j\gamma T/2\pi}{\chi_0}} = \frac{\nu - j\delta}{\sqrt{\chi_0}} = \nu' - j\delta'$$

($n'$ = indice complesso di rifrazione) si ha:

$$\overline{E}_r = -\overline{E}_i \frac{\nu' - j\delta' - 1}{\nu' - j\delta' + 1} = -\overline{E}_i \frac{(\nu' - 1) - j\delta'}{(\nu' + 1) \quad j\delta'} \qquad (16)$$

Questo significa che l'operatore $\frac{(\nu' - 1) - j\delta'}{(\nu' + 1) - j\delta'}$, applicato al vettore $-\overline{E}_i$, è capace di trasformarlo nel vettore $\overline{E}_r$.

Il quadrato del rapporto dei moduli di $E_r$ e di $E_i$ vale quindi:

$$r = \left(\frac{E_r}{E_i}\right)^2 = \frac{(\nu' - 1)^2 + \delta'^2}{(\nu' + 1)^2 + \delta'^2} \qquad (17)$$

e, poichè: $\frac{E_r^2}{E_i^2} = \frac{\chi_0 E_r^2}{\chi_0 E_i^2}$ è il rapporto fra energia riflessa ed energia incidente, $r$ è il potere riflettente di quel mezzo, per quella determinata frequenza.

Il potere trasmettente, cioè il rapporto della energia trasmessa alla energia incidente, sarà evidentemente:

$$t = 1 - r = \frac{4\nu'}{(\nu'+1)+\delta'^2} \qquad (18)$$

L'angolo $\varphi$ di cui $\overline{E}_r$ è ruotato rispetto a $-\overline{E}_i$ può essere dedotto ancora dalla stessa equazione (16); la tangente di $\varphi$ deve essere infatti eguale al rapporto tra il coefficiente della parte immaginaria e la parte reale, dell'operatore complesso:

$$\frac{(\nu'-1)-j\delta'}{(\nu'+1)-j\delta'}.$$

E poichè:

$$\frac{(\nu'-1)-j\delta'}{(\nu'+1)-j\delta'} \cdot \frac{(\nu'+1)+j\delta'}{(\nu'+1)+j\delta'} = \frac{\nu'^2-1+\delta'^2-j\,2\delta'}{(\nu'+1)^2+\delta'^2}$$

si ha:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{-2\delta'}{\nu'^2+\delta'^2-1}. \qquad (19)$$

Il vettore $\overline{E}_r$ anzichè essere ruotato di 180° rispetto a $\overline{E}_i$, come nella riflessione alla superficie di un conduttore perfetto (dove $E$ deve essere nullo, così come deve essere nulla l'ampiezza della oscillazione di una corda vibrante in corrispondenza ad un suo estremo supposto fisso), è ruotato, rispetto a $\overline{E}_i$, di un angolo $180 - \operatorname{arctg}\varphi$.

Si noti infine: che quella proprietà dei mezzi isotropi trasparenti, per cui il potere riflettente (e quindi anche il potere trasmettente) è il medesimo, sia che si passi da un mezzo 1 ad un mezzo 2, o viceversa:

$$\left(\frac{\frac{1}{n}-1}{\frac{1}{n}+1}\right)^2 = \left(\frac{1-n}{1+n}\right)^2 = \left(\frac{n-1}{n+1}\right)^2 = r$$

è comune anche ai mezzi isotropi assorbenti. Infatti, invertendo il senso del transito cui si riferisce la relazione (16), si ha:

$$\overline{E}_r = -\overline{E}_i \frac{\frac{1}{\nu'-j\delta'}-1}{\frac{1}{\nu'-j\delta'}+1} = -\overline{E}_i \frac{(1-\nu')+j\delta'}{(1+\nu')-j\delta'} \qquad (20)$$

cosicchè il quadrato del rapporto dei moduli di $E_r$ e di $E_i$ vale ancora:

$$\tau = \left( \frac{E_r}{E_i} \right)^2 = \frac{(\nu' - 1)^2 + \delta'^2}{(\nu' + 1)^2 + \delta'^2} ,$$

ed il potere riflettente risulta eguale, sia che si passi dal vuoto al mezzo assorbente (16), sia che si proceda in senso inverso (20).

La semplicità con la quale siamo giunti alle sopra citate relazioni (alle quali è possibile pervenire altrimenti, ma con maggiore difficoltà) ci fa ritenere che non sia stato inutile l'avere esposto per esteso le conseguenze cui conduce l'artificio, in linea formale ben noto, (*) di considerare i mezzi isotropi assorbenti come mezzi isotropi trasparenti dotati di costante dielettrica complessa.

## Proposta di un criterio di misura.

3. - Il sistema di onde stazionarie generato dalla interferenza dell'onda incidente con l'onda riflessa dalla superficie di separazione tra il vuoto ed un dielettrico perfetto, presenta un minimo in corrispondenza di detta superficie; la vibrazione riflessa è infatti sfasata di 180° rispetto alla vibrazione incidente. Questo minimo è un punto di permanente quiete, solo quando le ampiezze incidente e riflessa sono tra loro eguali in valore assoluto. Questo si verifica per $n = \infty$, e così accade infatti nel caso dei conduttori perfetti, i quali possono essere trattati come dielettrici aventi $n = \infty$. Quando invece $n$ è finito, l'ampiezza dell'onda riflessa compensa solo parzialmente l'ampiezza dell'onda incidente, ed un punto di minimo, non di $O$, si verifica in corrispondenza della superficie di separazione.

Nel caso che il 2° mezzo sia isotropo assorbente, accade inoltre che la differenza di fase tra le due vibrazioni, non è di 180° ma di $(180 - \varphi)°$; da ciò, con semplici considerazioni, si deduce, dovere il punto di minimo trovarsi non in corrispondenza

(*) Si veda l'articolo di H. ZUHRT, citato nel seguito; e la bibliografia di carattere generale.

della superficie di separazione, ma entro il 2° mezzo, a una profondità eguale a metà della differenza di fase $\varphi$, espressa in distanza.

Siano infatti: (*)

$$s_1 = a \cos 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{z}{\lambda} \right)$$

$$s_2 = a \cos 2\pi \left( \frac{t}{T} + \frac{z}{\lambda} - \frac{z_o}{\lambda} \right)$$

le equazioni delle onde diretta e riflessa. L'equazione dell'onda risultante è:

$$s = s_1 + s_2 = 2a \cos 2\pi (t/T - z_o/2\lambda) \cos 2\pi (z/\lambda - z_o/2\lambda)$$

e da essa appare che $s$ deve permanentemente essere eguale a $O$ in quei punti, nei quali:

$$z/\lambda - z_o/2\lambda = (2K + 1)/4$$

$$z = (2K + 1) \frac{\lambda}{4} + \frac{z_o}{2}.$$

Il primo nodo, o, più generalmente, il primo minimo, si verifica quindi entro il mezzo assorbente; $\frac{z_o}{2}$ è la distanza a cui esso si troverebbe dalla superficie di separazione, se la lunghezza d'onda entro il mezzo assorbente fosse eguale alla lunghezza d'onda nel vuoto.

Il secondo minimo si verifica nel vuoto, ad una distanza dalla parete pari a: $\frac{\lambda}{2} - \frac{z_o}{2}$; e i successivi gli fanno seguito a intervalli $\lambda/2$.

Supponiamo ora di poter individuare sperimentalmente la posizione di uno di tali minimi, ed esempio, del secondo; nota la lunghezza d'onda, sarà possibile valutare $z_o$.

Ma poichè:

$$z_o = \frac{\varphi}{2\pi} \lambda$$

si giungerà, per questa via, a determinare $\varphi$.

(*) Nelle relazioni che seguono, $\lambda$ rappresenta la lunghezza d'onda nel vuoto.

D' altra parte, per la (18), è:

$$|\operatorname{tg}\varphi| = \frac{2\delta'}{\nu'^2 + \delta'^2 - 1} = \frac{2\sqrt{\chi_o}\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{\chi^2 + \gamma^2 T^2/4\pi^2} - \chi\right)}}{\sqrt{\chi^2 + \gamma^2 T^2/4\pi^2} - \chi_o}.$$

Noto che sia $\chi$, si potrà quindi ricavare $\gamma$ (*).

Abbiamo tentato di applicare il criterio sopra proposto nel campo delle onde ultracorte, e più precisamente nel campo delle onde di lunghezza inferiore ai due metri, per le quali il rilevante ammontare della energia riflessa rende osservabile il fenomeno.

Alcune prove vennero effettuate con onda di m. 1,72 generata da un oscillatore Gutton. Gli organi emittente e ricevente erano dipoli orizzontali accordati. Quale rivelatore era usata una coppia termoelettrica Western (3,8 mA fondo scala) il cui scaldatore era connesso in serie con i due semidipoli riceventi. Questo complesso risultò molto sensibile, e capace di indicare, almeno approssimativamente, la entità della $I^2$, e, conseguentemente, della $R\,I^2 = E^2$.

Operando su pareti costituite da muratura di tufo, fu possibile rilevare dei punti di singolarità abbastanza marcati, a distanze dalla parete di poco inferiori ad una semilunghezza d' onda. (Questa conferma, sia pure qualitativa, induce a credere che debba essere possibile, sperimentando sul suolo o su pareti di spessore grande in confronto con la lunghezza d' onda, valersi del detto criterio come di un metodo di misura). I risultati ottenuti, interpretati come se relativi alle condizioni teoriche, (le quali, per contro, non erano evidentemente soddisfatte, considerate le dimensioni finite dei muri oggetto dell' esperienza), avrebbero condotto a calcolare, per l' onda di m. 1,72, una conduttività dell' ordine di 0.2 mho × m. (0.1 mho × m $\geqq 10^9$ u. e. s. $\geqq 10^{-12}$ u. e. m. c. g. s.).

---

(*) Conviene risolvere ponendo: $\sqrt{\chi^2 + \frac{\gamma^2 T^2}{4\pi^2}} = x$. Si ottengono due soluzioni, una delle quali, generalmente, può essere scartata in base al suo stesso ordine di grandezza.

**Risultati di alcune misure di assorbimento e loro interpretazione.**

4. - Al fine di ricavare qualche dato intorno alla conduttività delle murature nel campo delle onde ultracorte (1 a 10 m) in base a un metodo che, meno di quello precedentemente proposto, (e che abbiamo riferito, più che altro, a titolo di digressione), sia soggetto a limitazioni di validità, abbiamo eseguito una serie di misure, tendenti a stabilire la percentuale di energia e. m. che, nelle ipotesi: onda piana ed incidenza normale, attraversa una parete assorbente di determinato spessore.

Le prove furono eseguite attraverso una muratura di tufo dello spessore di 50 cm, valendosi per le frequenze più alte di un generatore Gutton, e per le più basse, di un generatore Mesny. Il dispositivo era analogo a quello precedentemente descritto.

Il fine della misura era quello di paragonare le deviazioni (proporzionali a $E^2$) del galvanometro connesso agli estremi della coppia nelle due condizioni seguenti:

1ª dipoli trasmittente e ricevente a distanza $l$ nell'aria.

2ª trasmettitore a distanza $l$ dalla parete (supposta lateralmente indefinita); esploratore al di là di essa; potenza erogata dal trasmettitore eguale a quella del caso precedente.

Si è quindi assunto il rapporto delle letture 2 alle letture 1 come misura del rapporto della energia transiente alla energia incidente, ritenendo di poter fare astrazione da tutte le cause di attenuazione (maggior distanza etc.) non dovute alla influenza della parete, il cui spessore ($D$) era supposto trascurabile in confronto con la distanza $l$.

Per $\lambda = 1{,}50 \div 2$ metri si sono ottenuti rapporti intorno al $10 \div 15\ \%$.

Per $\lambda = 4{,}50 \div 5$ metri si sono ottenuti rapporti intorno al $50\ \%$.

Per $\lambda = 8 \div 9$ metri si sono ottenuti rapporti superiori al $70\ \%$.

Riferiamo, con le debite riserve, qualche risultato ottenuto nel campo d'onda: $\lambda = 4 \div 6$ metri.

| $\lambda$ (metri) | $\left(\frac{E_t}{E_i}\right)^2$ |
|---|---|
| 4,35 | 0,25 |
| 4,50 | 0,37 |
| 4,67 | 0,44 |
| 4,75 | 0,42 |
| 5,25 | 0,56 |

Questi dati, posto di voler da essi risalire alla conoscenza di $\gamma$, si prestano ad essere abbastanza agevolmente interpretati per mezzo delle relazioni analitiche di cui si fa cenno in un interessante articolo di H. Zuhrt (Hochfrequenztechnik, 1933, n. 6).

5. - In questo articolo l' A. esamina il caso semplice di un'onda piana incidente normalmente su di una parete di cui solo la dimensione spessore abbia valore finito; e vincolando tra loro le ampiezze: $E_o$; $E_1$; $E_2$; $E_3$; $E_4$; (corrispondenti ordinatamente: all'ampiezza incidente e all'ampiezza riflessa nel vuoto, o nell' aria; all' ampiezza dell' onda diretta e dell' onda riflessa entro la parete; all' ampiezza dell' onda transiente), di cui le ultime 4 sono incognite, con le quattro equazioni che è possibile ottenere imponendo che siano continue le componenti tangenziali dei vettori elettrico e magnetico attraverso le due superfici di discontinuità, perviene infine alla relazione (che riproduciamo così come è espressa dall' A., in unità miste).

$$\frac{E_4}{E_o} = \frac{e^{j2\pi\delta}}{\cos j\,2\pi\delta\, n' + \frac{1}{2}\left(n' + \frac{1}{n'}\right) \operatorname{sen} j\,2\pi\delta\, n'}$$

da cui può essere dedotto:

$$\left|\frac{E_4}{E_o}\right|.$$

Nella sopra citata scrittura è:

$$\delta = \frac{D}{\lambda} \qquad n' = \sqrt{\frac{\varepsilon'}{\varepsilon_o}}$$

$\lambda$ è la lunghezza d'onda nel vuoto; $\varepsilon'$ è la costante dielettrica complessa che l'A. esplicita nelle sue parti reale e immaginaria nella forma:

$$\varepsilon' = \varepsilon \left(1 - j \frac{\gamma}{\omega \varepsilon}\right) = \varepsilon (1 - j \operatorname{tg} \varphi)$$

indicando con $\varphi$ l'angolo di perdita della parete.

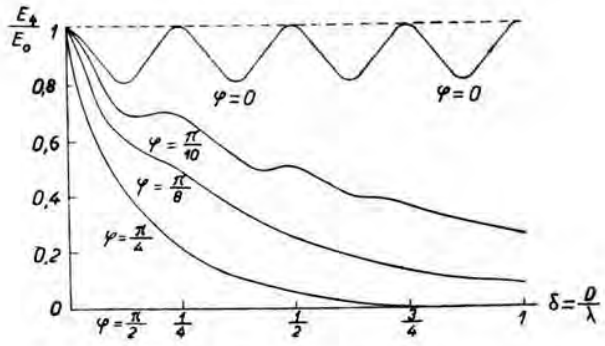



FIGURA 1.

Intensità relativa del campo dietro la parete.

Riportiamo alcune curve molto significative che danno il rapporto $\left|\frac{E_4}{E_0}\right|$ in funzione di $\delta = \frac{D}{\lambda}$; esse sono tracciate ordinatamente per: $\varphi = O$, $\frac{\pi}{16}$, $\frac{\pi}{8}$, $\frac{\pi}{4}$, $\frac{\pi}{2}$, e nella supposizione che le costanti e. m. della parete siano (in unità miste): $\mu = 1$; $\varepsilon = 4$; cioè che la velocità di propagazione (e la lunghezza d'onda) entro la parete siano:

$$v = \frac{c}{2} \qquad \lambda' = \frac{\lambda}{2}.$$

L'andamento ondulato, che si rileva principalmente nella curva $\varphi = O$, è dovuto al fatto che, poichè nel passaggio dalla parete (supposta perfettamente dielettrica) all'aria (vedi parte 1ª) l'onda $E_2$ viene riflessa (nella $E_3$) senza mutamento di fase, accade che:

- quando lo spessore della parete è $K \frac{\lambda'}{2}$, l'onda riflessa perviene alla superficie anteriore nella stessa fase dell'onda entrante, e la rinforza;

- quando lo spessore della parete è $(2K + 1) \frac{\lambda'}{4}$, l'onda riflessa e l'onda entrante risultano in opposizione di fase.

Estraendo la radice quadrata dai valori di $\left(\frac{E_t}{E_i}\right)^2$, [cioè di $\left(\frac{E_4}{E_o}\right)^2$, secondo la notazione usata dallo Zuhrt], sperimentalmente ricavati, e calcolando volta per volta $\delta$, è possibile utilizzare il grafico sopra indicato per determinare $\gamma$. Ad esempio:

1) Per l'onda di m 1,72 $\left(\text{energia transiente} \sim 10\,\%;\ \delta = \frac{50}{172}\right)$ si ottiene un punto situato fra le due curve $\varphi = \frac{\pi}{4}$ e $\varphi = \frac{\pi}{8}$. Posto che il punto si trovi sulla curva $\varphi = \frac{\pi}{6}$ se ne deduce, in base alla relazione:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\gamma}{\omega \varepsilon}$$

dover essere:

$$\gamma = \sim 0.25 \text{ mho} \times \text{m}.$$

2) Per l'onda di m 5,00 $\left(\text{energia transiente} \sim 50\,\%;\ \delta = \frac{50}{500}\right)$, si ottiene un punto situato su una probabile curva $\varphi = \frac{\pi}{12}$, corrispondente a $\gamma = \sim 0.04$ mho $\times$ m.

A modo di conclusione, ed agli effetti pratici, dai ragionamenti e dai dati sopra esposti, si può dedurre: che la conduttività delle murature aumenta considerevolmente con l'aumentare della frequenza, così da raggiungere e superare, nel campo delle onde ultracorte, il valore $\gamma = 0.1$ mho $\times$ m (0.1 mho $\times$ m $\cong 10^8$ u. e. s. $\cong 10^{-12}$ u. e. m. c. g. s.); che, ciò non ostante, vi possono essere

transiti di energia notevoli ($\geq 10\,\%$) nel campo di dette onde, purchè non si discenda troppo al disotto dei 4 metri e purchè lo spessore della parete sia tutt' al più eguale alla lunghezza d' onda (nel vuoto).

G. LATMIRAL

**BIBLIOGRAFIA :**


P. DRUDE. - *The theory of optics*. 1907.

G. W. PIERCE. - *Electric oscillations and electric waves*. 1920.

P. O. PEDERSEN. - *The propagation of radio waves*. 1927.

SMITH-ROSE e MC. PETRIE. - *Proc. Phys. Soc.* N° 43, 1931.

M. J. O. STRUTT. - *Hochfrequenztechnik*. N° 39, 1932.

H. ZUHRT. - *Hochfrequenztechnik*. N° 6, 1933.


## ERRATA - CORRIGE

| | | |
|---|---|---|
| Pag. 243, riga ultima: | *in luogo di:* | mho × m |
| » 247, righe 16, 19 e 24: | *leggasi:* | mho / m |
| Pag. 243, riga 27: | *in luogo di:* | $10^9$ u. e. s. |
| | *leggasi:* | $0{,}9 \cdot 10^9$ u. e. s. |
| Pag. 247, riga 24: | *in luogo di:* | $10^8$ u. e. s. |
| | *leggasi:* | $0{,}9 \cdot 10^9$ u. e. s. |

*Direttore responsabile*: Colonnello [illegible] SACCO.

# Vol. XIII. — Anno 1934, XII/XIII.

## INDICE ALFABETICO PER AUTORI


| | | FASC. | PAG. |
|---|---|---|---|
| GIORGI G. | — Le unità elettriche *(continua)* . . . . . | IV-V | 130 |
| HECHT N. F. S. | — *(traduz. cap. F. Galotti)* - Modulazione e bande laterali . . . . . | I | 21 |
| LATMIRAL G. | — Emissione secondaria e amplificazione con circuiti dynatron . . . . . | IV-V | 164 |
| id. | — Teorema di reciprocità e radiocomunicazioni | IV-V | 185 |
| id. | — Propagazione delle onde nei mezzi assorbenti | VI | 234 |
| RUOCCO G. | — Disturbi dei telescrittori sui ricevitori r. t. e modo di ridurli . . . . . | I | 16 |
| SACCO L. | — Su alcune caratteristiche tecniche delle stazioni radio campali . . . . . | I | 1 |
| id. | — Sulla portata delle stazioni radio ad onde medie | II-III | 49 |
| id. | — Le ultime assemblee internazionali radioelettriche . . . . . | IV-V<br>VI | 142<br>207 |
| TIBERIO U. | — Orientamenti attuali nella tecnica costruttiva degli oscillografi catodici . . . . . | II-III | 83 |
| id. | — La supereterodina del "Wireless World„ con una sola capacità variabile . . . . . | II-III | 116 |

ISPETTORATO DEL GENIO

DIREZIONE SUPERIORE DEL SERVIZIO STUDI ED ESPERIENZE DEL GENIO

# Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito

## Vol. XIII. — Anno 1934, XII/XIII.

## INDICE GENERALE


| | FASC. | PAG. |
|---|---|---|
| Su alcune caratteristiche tecniche delle stazioni radio campali - COL. L. SACCO | I | 1 |
| Disturbi dei telescrittori sui ricevitori r. t. e modo di ridurli - T. COL. G. RUOCCO | I | 16 |
| Modulazione e bande laterali - N. F. S. HECHT *(traduz. cap. F. Galotti)* | I | 21 |
| Sulla portata delle stazioni radio ad onde medie - COL. L. SACCO | II-III | 49 |
| Orientamenti attuali nella tecnica costruttiva degli oscillografi catodici - ING. U. TIBERIO | II-III | 83 |
| La supereterodina del "Wireless World„ con una sola capacità variabile - ING. U. TIBERIO | II-III | 116 |
| Le unità elettriche *(continua)* - PROF. G. GIORGI | IV-V | 130 |
| Le ultime assemblee internazionali radioelettriche - COL. L. SACCO | IV-V<br>VI | 142<br>207 |
| Emissione secondaria e amplificazione con circuiti dynatron - ING. G. LATMIRAL | IV-V | 164 |
| Teorema di reciprocità e radiocomunicazioni - ING. G. LATMIRAL | IV-V | 185 |
| Propagazione delle onde nei mezzi assorbenti - ING. G. LATMIRAL | VI | 234 |
| Giuseppe Vanni | IV-V | 127 |
| Recensioni - "Nuove valvole riceventi per microonde„ - U. R. | I | 47 |
| " - "Radiotecnica„ del prof. G. Vanni - L. S. | IV-V | 204 |
| Indice alfabetico per autori | VI | 249 |
| Indice generale | VI | 250 |

# RIVISTA D'ARTIGLIERIA E GENIO

**PERIODICO MILITARE MENSILE ILLUSTRATO**

**Direzione: Via degli Astalli, N. 15 - Roma** (117)

**Telefoni: Soc. Tel. Tirrena 64 200; militare 2129 — C/c Postale 1/8447**

## CONDIZIONI DI ABBONAMENTO PER IL 1934-XII

(LXXIII ANNATA)

| | | |
|---|---|---|
| Comandi, uffici, circoli, enti militari . . . . . | L. | **28,00** |
| Militari ed assimilati . . . . . | » | **23,00** |
| Non militari, in Italia e Colonie . . . . . | » | **46,00** |
| Estero . . . . . | » | **75,00** |

Ogni fascicolo separato: in Italia L. **5**, all'estero Lit. **12**; doppio L. **7**, all'estero Lit. **16**.

Per la spedizione all'indirizzo privato, aggiungere L. **1** per ogni fascicolo separato o L. **5** per tutta l'annata.